



Escola d'Enginyeria de Telecomunicació i  
Aeroespacial de Castelldefels

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

# TREBALL FINAL DE GRAU

**TÍTOL DEL TFG:** Disseny i fabricació de dues antenes array amb polarització circular (horària i antihorària)

**TITULACIÓ:** Grau en Enginyeria de Sistemes de Telecomunicació

**AUTOR:** Roger Ferré Tenas

**DIRECTOR:** Jordi Mateu Mateu

**SUPERVISOR:** Fermín Mira Pérez

**DATA:** 08 de juliol del 2016

**Títol:** Disseny i fabricació de dues antenes array amb polarització circular (horària i antihorària)

**Autor:** Roger Ferré Tenas

**Director:** Jordi Mateu Mateu

**Data:** 08 de juliol del 2016

## Resum

El projecte tracta sobre el disseny i la fabricació de dues antenes array en microstrip amb polarització circular (horària i antihorària). El conjunt d'antenes es realitza mitjançant elements rectangulars linealment polaritzats. Per a la part del disseny s'ha fet ús dels programes Advanced Design System (ADS) i HFSS (High Frequency Structural Simulator).

L'objectiu consisteix en arribar a fabricar dues antenes amb els paràmetres necessaris per aplicar-les en un radar d'apertura real, usat per a mesurar vibracions i petits desplaçaments de diferents estructures. La finalitat d'aquest propòsit és millorar els resultats actuals dels mesuraments del radar aplicant la polarització circular. Per tant, el paràmetre principal a considerar és la qualitat de la polarització circular dins del rang de freqüències en les que opera el radar, comprès entre els 16.9 i els 17.3 GHz

El contingut de la memòria segueix el procediment emprat per assolir l'objectiu. El capítol introductori tracta sobre el disseny d'una antena rectangular en microstrip amb polarització lineal, incloent la selecció del substrat dielèctric, el càlcul de les dimensions de l'antena i els resultats de les simulacions després de la optimització. El següent capítol explica la teoria a aplicar per tal d'aconseguir una polarització circular mitjançant un conjunt d'antenes amb polarització lineal. Un cop explicat el concepte de la rotació seqüencial, en el tercer capítol es dissenya la xarxa de línies de transmissió per tal d'alimentar el conjunt d'antenes des d'un sol punt, obtenint els dissenys finals de les dues antenes. En aquest mateix apartat també es mostren els resultats de les diferents simulacions. El projecte finalitza amb la fabricació de les dues antenes en microstrip i ensenyant els resultats obtinguts en els mesuraments que s'han dut a terme.

**Title:** Design and manufacturing of two circular polarized antenna array (clockwise and counterclockwise)

**Author:** Roger Ferré Tenas

**Director:** Jordi Mateu Mateu

**Date:** July 8th 2016

## Overview

The project is about the design and manufacturing of two circular polarized antennas in microstrip (clockwise and counterclockwise). The group of antennas is performed by linearly polarized rectangular elements. For designing has been used the software Advanced Design System (ADS) and HFSS (High Frequency Structural Simulator).

The target is to achieve the manufacturing of two antennas with the necessary parameters to apply them in a real aperture radar, used to measure vibrations and small displacements of different structures. The purpose is to improve the current results of the radar measurements using the circular polarization. Therefore, the main parameter to consider is the quality of circular polarization within the frequency range in which it operates the radar, and it is between 16.9 and 17.3 GHz.

The report content follows the procedure used to accomplish the objective. The introductory chapter is about designing a rectangular microstrip antenna with linear polarization, including the selection of the dielectric substrate, the calculation of the antenna size and the simulated results after optimization. The next chapter explains the theory applied to get a circular polarization by a group of linear polarized antennas. Once explained the concept of the sequential rotation, in the third chapter is designed the transmission lines network to feed the antenna group from a single point, getting the final design of both antennas. In this section is also shown the different simulations results. The project ends with the manufacturing of two microstrip antennas and showing the results of measurements.

## **AGRAÏMENTS**

En aquest apartat vull donar les gràcies a les persones que han fet possible la realització d'aquest projecte.

En primer lloc, vull agrair a en Fermín Mira, director extern del projecte, i en Guido Luzi per la col·laboració i suport que m'han donat en tot moment, sobretot per l'interès que han mostrat en l'execució del treball i les ganes de veure uns bons resultats. També vull donar les gràcies a en Christos Kalialakis pel suport i coneixement donat en alguns moments, a més per l'interès voluntari en aquest projecte.

Finalment vull esmentar el CTTC, en concret a l'Apostolos Georgiadis, per donar-me l'oportunitat de poder realitzar aquest projecte com a treball final de grau, i a en Jordi Mateu per accedir com a director i col·laborar en qualsevol moment que ho he necessitat.



# ÍNDEX

<b>1. INTRODUCCIÓ .....</b>	<b>1</b>
1.1. Radar coherent d'obertura real .....	1
1.2. Antena en microstrip.....	1
1.3. Objectiu i procediment del projecte .....	2
<b>2. ANTENA RECTANGULAR EN MICROSTRIP AMB POLARITZACIÓ LINEAL .....</b>	<b>3</b>
2.4. Substrat dielèctric .....	3
2.4.1. Constant dielèctrica efectiva.....	4
2.5. Disseny de l'antena rectangular .....	5
2.5.1. Model de la línia d'alimentació .....	5
2.5.2. Geometria i dimensions.....	6
2.5.3. Propietats de l'antena rectangular.....	7
<b>3. POLARITZACIÓ CIRCULAR AMB ELEMENTS LINEALMENT POLARITZATS .....</b>	<b>11</b>
3.1. Polarització circular d'ones planes .....	11
3.2. Axial Ratio .....	12
3.3. Polarització circular amb antenes rectangulars.....	12
3.3.1. Polarització circular amb 2 elements.....	12
3.3.2. Polarització circular amb 4 elements.....	14
3.4. Rotació seqüencial en un array d'antenes .....	15
3.4.1. Configuració del conjunt de 4 elements linealment polaritzats .....	16
3.4.2. Deducció del sentit de la polarització circular .....	18
<b>4. ARRAY D'ANTENES EN MICROSTRIP AMB POLARITZACIÓ CIRCULAR.....</b>	<b>20</b>
4.1. Línies de transmissió .....	20
4.1.1. Línies de transmissió en microstrip .....	20
4.1.2. Impedància característica.....	22
4.1.3. Transformador $\lambda/4$ .....	22
4.1.4. Divisor de potència .....	23
4.2. Xarxa d'alimentació de l'array.....	23
4.2.1. Xarxa sense línies de desfasament .....	23
4.2.2. Xarxa amb línies de desfasament .....	25
4.3. Antena array de 4 elements amb polarització circular .....	27
4.3.1. Antena array amb polarització dreta .....	27
4.3.2. Antena array amb polarització esquerra .....	36

<b>5. FABRICACIÓ I MESURAMENT DE L'ANTENA ARRAY EN MICROSTRIP.....</b>	<b>40</b>
5.1. Fabricació de l'antena.....	40
5.2. Mesurament de l'antena.....	41
5.2.1. Sistema de coordenades esfèriques .....	41
5.2.2. Cambra anecoica .....	41
5.3. Resultats del mesurament.....	43
5.3.1. Resultats de la simulació en la cambra anecoica .....	43
<b>6. CONCLUSIONS.....</b>	<b>50</b>
<b>7. REFERÈNCIES.....</b>	<b>51</b>
<b>8. ANNEXOS .....</b>	<b>52</b>



# 1. INTRODUCCIÓ

Aquest projecte s'ha dut a terme en el Centre de Telecomunicacions de Catalunya (CTTC) mitjançant un conveni de pràctiques. La divisió de geomàtica del CTTC disposa d'un radar coherent d'obertura real (RAR) [1] per a mesurar vibracions i deformacions de diferents tipologies d'estructures que opera a la banda freqüencial Ku, concretament entre els 16.9 i 17.3 GHz.

## 1.1. Radar coherent d'obertura real

El RAR (Real Aperture Radar) mesura el senyal que retorna en la mateixa direcció que hi ha entre l'aparell i l'objecte dispersor, com per exemple l'estructura d'un edifici. En aquest cas, s'utilitza la tècnica de transmissió d'ona continua amb salts de freqüència. És a dir, es transmet una ràfega d' $N$  pols curts monocromàtics, anomenats tons, separats per un cert rang freqüencial. L'avantatge d'aquesta tècnica és la simplificació del processat de dades, ja que el receptor rep  $N$  mostres complexes (amb amplitud i fase del senyal) que representen la resposta freqüencial de l'escenari avaluat a  $N$  freqüències. Amb aquestes mostres es pot calcular directament la IDFT per reconstruir la resposta en el domini temporal i obtenir la distància entre el radar i els diferents blancs il·luminats, amb les amplituds dels seus rebots.

Mitjançant la interferometria es pot obtenir informació dels desplaçaments d'un objecte explotant la fase del senyal rebut pel sensor en termes de fraccions de longitud d'ona, en el nostre cas a nivell submil·limètric. Es pot arribar a determinar el comportament d'un punt, és a dir el seu desplaçament, amb una gran precisió per a tota la seqüència temporal d'adquisició.

Per a mesurar la fase, perquè la informació fonamental que s'enregistra és un nombre complex, es necessita d'un radar coherent. A més, la freqüència de mostreig d'aquest, amb el qual s'adquireixen les dades, és necessària per a mesurar les vibracions de les estructures.

L'inconvenient d'aquest tema és que l'element objectiu, com l'estructura d'un edifici, un pont, etc., algunes vegades genera diverses reflexions. Aquestes, en recepció, poden arribar en fase o contrafase produint combinacions constructives i destructives. Aquest fet, anomenat interferències per propagació multicamí, genera esvaniments profunds en l'enregistrament del senyal. Una manera de reduir aquestes reflexions és utilitzant una polarització circular, llavors en recepció només es captarà el senyal originat en transmissió.

## 1.2. Antena en microstrip

S'ha escollit realitzar l'antena en microstrip [2] perquè és una tecnologia amb un cost de fabricació molt baix i amb unes propietats suficientment bones com

per a obtenir resultats satisfactoris. A més, el disseny i la optimització són tasques relativament senzilles, havent diferents softwares per a dur-les a terme.

En aquest projecte els softwares que s'utilitzen són l'Advanced Design System (ADS) de Keysight EESof EDA, amb el que s'ha dissenyat la xarxa de línies d'alimentació, i l'HFSS (High Frequency Structural Simulator) de Ansys, amb el que s'ha creat l'antena rectangular i les línies de desfasament.

Degut a la simplicitat i la facilitat d'optimització d'una antena rectangular, s'ha proposat crear l'antena array a partir d'elements amb polarització lineal, per després aplicar la teoria i generar la tècnica de la rotació seqüencial per a generar la polarització circular. Amb aquesta, s'ha dissenyat la xarxa d'alimentació i els conjunts d'antenes proposades, on finalment s'ha dut a terme la seva fabricació i els seus mesuraments pertinents.

### **1.3. Objectiu i procediment del projecte**

La finalitat del projecte ha estat dissenyar i fabricar dues antenes arrays amb polaritzacions circulars horària i antihorària per a un radar coherent amb la tecnologia microstrip.

Per a fer-ho, la memòria s'ha dividit en quatre capítols. El primer es centra en introduir una antena rectangular en microstrip, linealment polaritzada. A partir d'aquesta es desenvolupa el gruix del projecte. El segon capítol descriu conceptes bàsics i la teoria necessària per a dur a terme el disseny del conjunt d'antenes plantejat, explicant la metodologia de la rotació seqüencial. La tercera part se centra en el disseny de la xarxa de línies de transmissió per a alimentar l'array des d'un sol punt, en el disseny final de l'antena i de les simulacions indispensables. Finalment, en l'últim capítol s'ensenya com s'ha mesurat i els resultats obtinguts de les dues antenes fabricades.

## 2. ANTENA RECTANGULAR EN MICROSTRIP AMB POLARITZACIÓ LINEAL

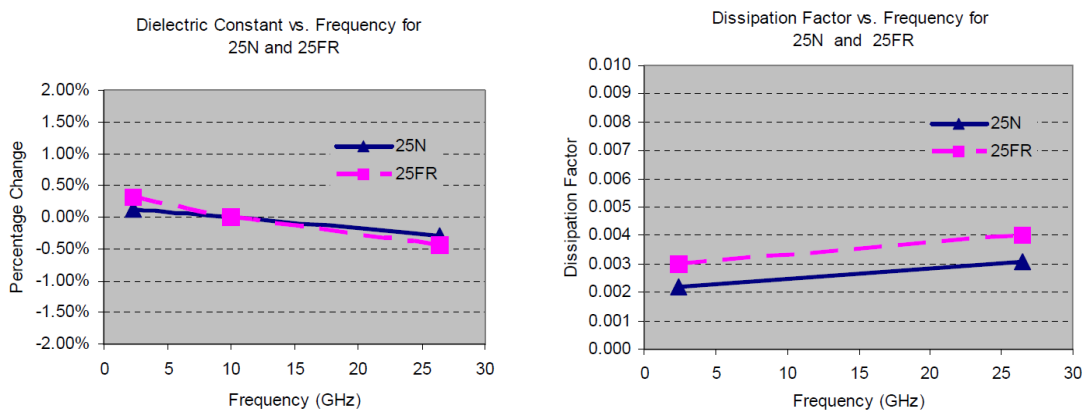
Les antenes en microstrip han estat un dels temes més innovadors al llarg dels últims anys, i la seva aplicació ha incrementat considerablement dins dels sistemes de microones. Una antena microstrip consisteix en un pegat metàl·lic imprès en un substrat dielèctric amb un pla de massa en el costat oposat al de l'imprès. Existeixen diferents configuracions i geometries, però la més típica és l'antena rectangular perquè és molt fàcil de dissenyar, analitzar i fabricar. A més, la radiació de la polarització creuada és molt baixa, característica que afavoreix en el disseny del conjunt d'antenes per a la polarització circular. Per contra, les antenes microstrip tenen certs desavantatges, com una baixa eficiència, poc guany i un ample de banda molt estret; però aquestes característiques es corregiran amb el conjunt d'antenes.

En microstrip existeixen tres tipus de pèrdues: del conductor, del dielèctric i de l'excitació de les ones en la superfície. Les dues primeres tenen valors molt baixos. Les ones de la superfície a la vora del substrat poden difractar i degradar el patró de radiació o la polarització. La potència de les ones a la superfície augmenten amb el gruix i la constant dielèctrica del substrat. És un altre motiu per escollir un substrat amb una constant dielèctrica baixa.

### 2.4. Substrat dielèctric

El substrat dielèctric escollit per al disseny de l'antena és l'Arlon 25N, fet de fibra de vidre teixida dissenyat per l'ús en microones i circuits impresos en plaques de radiofreqüència. El 25N ofereix una baixa constant dielèctrica, baixes pèrdues, un baix coeficient tèrmic de la constant dielèctrica i una excel·lent estabilitat fan que sigui un dielèctric ideal per les comunicacions sense fils i aplicacions digitals, com telèfons mòbils, "down-converters", amplificadors de baix soroll, antenes, etc. La constant dielèctrica de l'Arlon 25N té una gran estabilitat a les freqüències de treball de l'antena proposada, sent el substrat ideal per a l'aplicació.

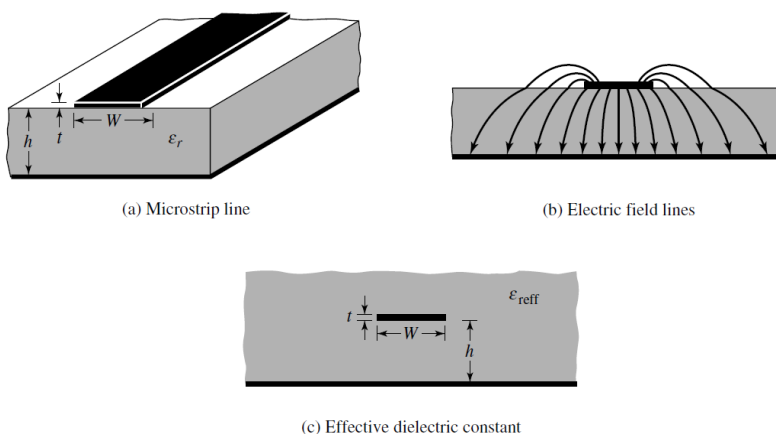
Els paràmetres del substrat utilitzat són: una constant dielèctrica  $\epsilon_r$  de 3.38, una tangent de pèrdues (o factor de dissipació) de 0.0025 i un gruix de 0.762 mm.



**Fig. 2.1** Constant dielèctrica (esquerra) i factor de dissipació (dreta) en funció de la freqüència

#### 2.4.1. Constant dielèctrica efectiva

L'antena rectangular és la més senzilla de dissenyar, però es comporta com una línia de transmissió oferint uns resultats menys precisos. Aquests són culpa pels efectes que es generen a la vora de conductor, com es veuen en la **figura 2.2** (b). Els efectes marginals són en funció de la relació entre la longitud del pegat i el gruix del substrat, i de la constant dielèctrica, presentant-se en dos medis diferents: l'aire i el substrat. Quan les línies del camp elèctric estan pràcticament en la seva totalitat en el dielèctric, fan que la longitud efectiva de la línia sigui superior a la longitud física. Per tant, aquest efecte s'ha de considerar a l'hora de dissenyar l'antena rectangular mitjançant la constant dielèctrica efectiva.



**Fig. 2.2** Línia microstrip amb les línies del camp elèctric i la geometria de la constant dielèctrica efectiva

La constant dielèctrica efectiva es defineix com la constant dielèctrica del material dielèctric uniforme que fa que la **figura 2.2** (c) tingui les mateixes característiques que la línia real de la **figura 2.2** (a). Indirectament, la constant

dielèctrica efectiva és en funció de la freqüència de ressonància, ja que aquesta determina l'amplada de la línia.

$$\varepsilon_{\text{eff}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W} \right]^{-1/2} \quad (2.1)$$

## 2.5. Disseny de l'antena rectangular

Els mètodes d'alimentació es poden classificar en dues categories: per contacte i per no contacte. En el mètode per contacte la potència és transmesa directament al pegat usant un element connector, com una línia microstrip. En el segon mètode, el camp és acoblat entre la línia microstrip i l'element radiant. En aquest projecte, els elements radiants seran alimentats per contacte amb una línia microstrip, perquè es considera la manera més senzilla d'adaptar les antenes amb la xarxa d'alimentació facilitant la optimització.

### 2.5.1. Model de la línia d'alimentació

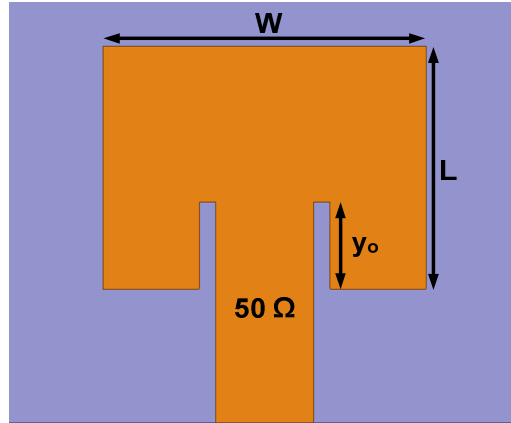
Per a l'alimentació de l'antena rectangular s'utilitza una línia de transmissió de  $50 \Omega$  inserint-la dins de l'element amb una profunditat  $y_o$  per adaptar la impedància d'entrada.

L'antena és vista com una línia de transmissió en circuit obert; per tant, la tensió i la intensitat d'aquesta línia es poden aproximar per

$$\begin{aligned} I(x) &= \frac{V_o}{Z_o} \sin\left(\frac{\pi x}{L}\right) \\ V(x) &= V_o \cos\left(\frac{\pi x}{L}\right) \end{aligned} \quad (2.2)$$

Les equacions donen una explicació per a la impedància d'entrada  $Z_{in}$ . Per  $x = 0$ , és a dir a la vora del pegat, la tensió és màxima i el corrent és mínim, oferint una impedància màxima. Quan  $x = L/2$ , la tensió és 0 i el corrent és màxim, per tant, la impedància d'entrada és 0. La impedància d'entrada pot ser controlada ajustant la posició del punt d'alimentació.





**Fig. 2.3** Model d'antena rectangular usat

La impedància en el punt d'alimentació aproximada és descrita de la següent manera

$$Z_{in}(y = y_o) = Z_{in}(y = 0) \cos^2 \left( \frac{\pi}{L} y_o \right) \quad (2.3)$$

A partir d'aquí es pot obtenir el valor aproximat de la inserció de la línia de transmissió.

### 2.5.2. Geometria i dimensions

L'amplada de l'antena  $W$  és determinada per la freqüència de treball i la constant dielèctrica del substrat. Ja que l'antena ha de ser operativa de 16.9 GHz a 17.3 GHz, per a optimitzar les mesures es considera que la freqüència és  $f_o=17.1$  GHz. Aquesta amplada és calculada de la següent manera

$$W = \frac{1}{2f_o} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (2.4)$$

Com s'ha comentat anteriorment, degut als efectes dels marges del rectangle, elèctricament sembla que l'antena sigui més gran que les seves dimensions físiques. És a dir, la longitud  $L$  del rectangle s'ha estès una distància  $\Delta L$ , que es pot aproximar per

$$\Delta L = h \, 0.412 \frac{(\epsilon_{reff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (2.5)$$

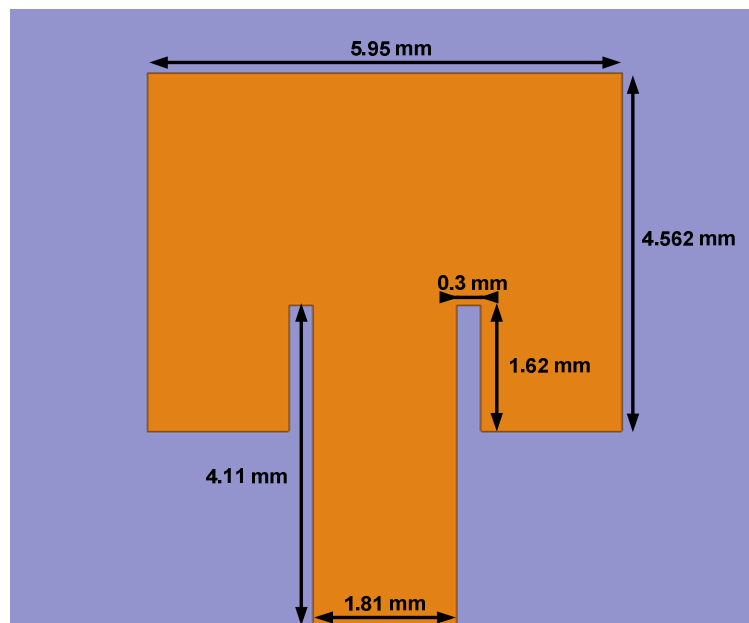
La longitud efectiva és en funció de la freqüència de ressonància i de la constant efectiva

$$L_{eff} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{reff}}} \quad (2.6)$$

Doncs la longitud física de l'antena és la diferència de les dues anteriors

$$L = L_{eff} - \Delta L \quad (2.7)$$

En la **figura 2.4** es mostra el disseny amb les mesures finals de l'antena rectangular, després de calcular els valors i optimitzar-los amb el software HFSS, amb l'objectiu d'adaptar l'antena a la freqüència central de 17.1 GHz.



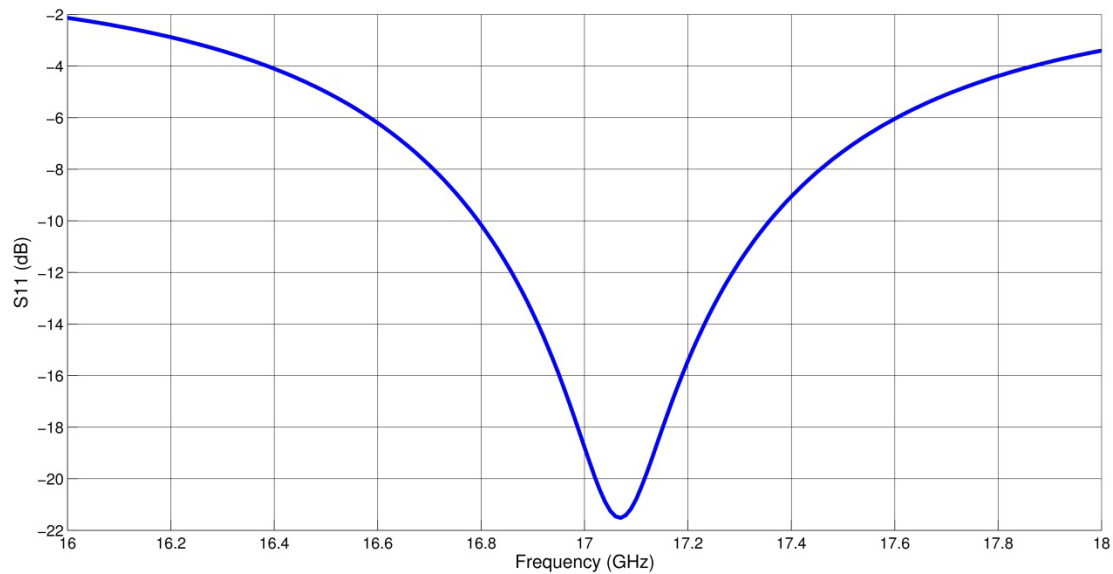
**Fig. 2.4** Dimensions de l'antena rectangular

### 2.5.3. Propietats de l'antena rectangular

#### 2.5.3.1. Adaptació

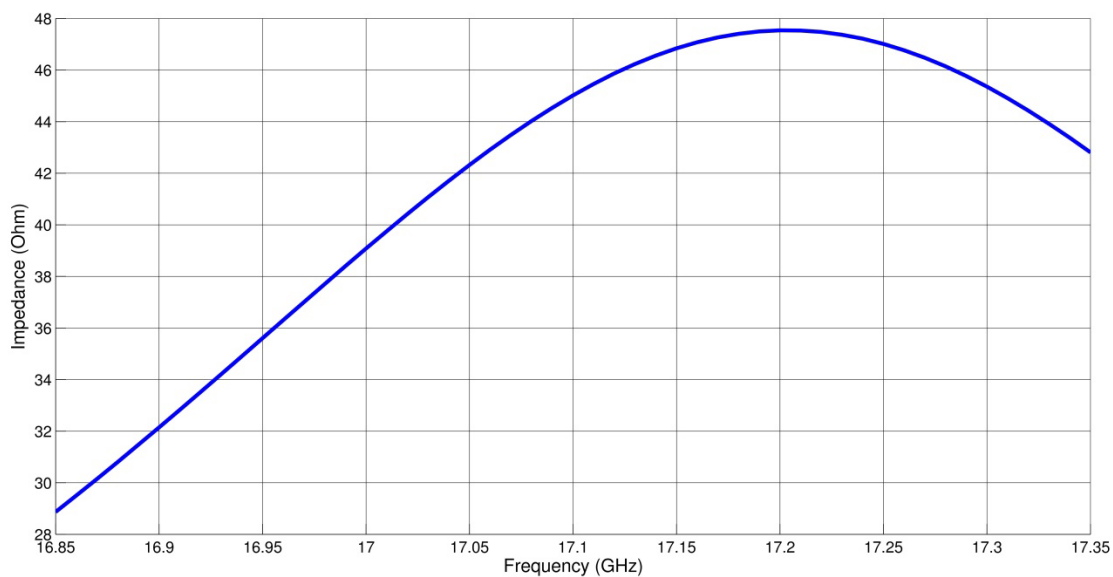
L'ample de banda d'una antena es defineix com el rang de freqüències en que l'antena dissenyada pot radiar i rebre energia adequadament. En les antenes en microstrip normalment és molt estret, degut a que les mesures de l'element han estat calculades només per a una freqüència en concret. L'ample de banda

acostuma a ser marcat per un llindar de 10 dB en les pèrdues de retorn. En la **figura 2.5** s'observa que l'antena rectangular ha estat adaptada a la freqüència de 17.1 GHz.



**Fig. 2.5** Paràmetre S11 l'antena rectangular

Pel que fa a la impedància d'entrada vista a l'inici de la línia de 50  $\Omega$ , és vora la impedància característica, però estant per sota del valor desitjat. Tot i això, el valor no és molt significant ja que la impedància de cada element s'acabarà adaptant amb el conjunt de la xarxa de línies de transmissió. L'objectiu principal és aconseguir una operativitat en la freqüència desitjada i un bon patró de radiació.

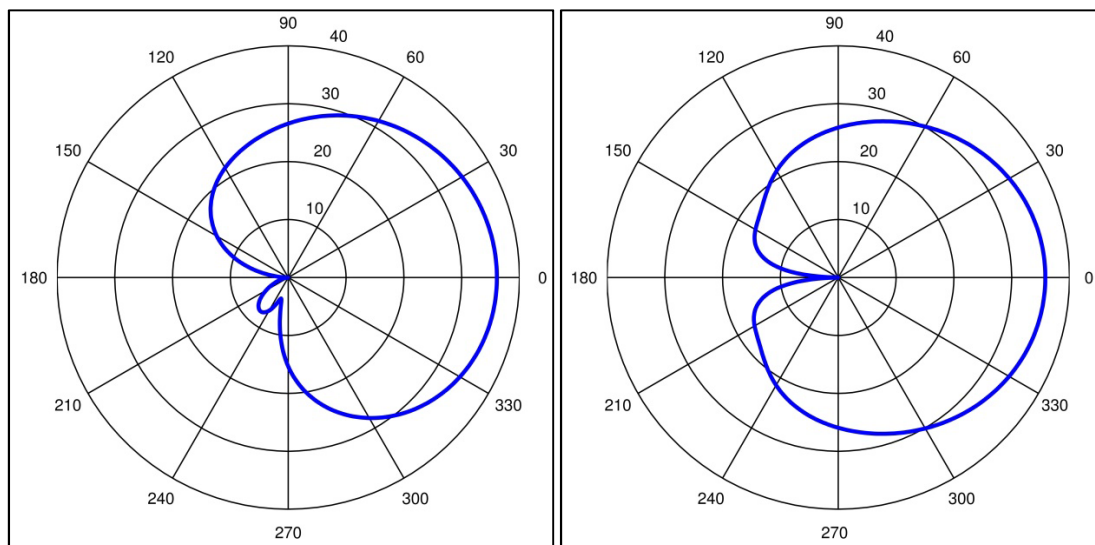


**Fig. 2.6** Impedància d'entrada de l'antena rectangular

### 2.5.3.2. Patró de radiació

El patró de radiació defineix la variació de potència radiada per l'antena en funció de la seva direcció, aquesta determinada per l'angle d'observació en el camp llunyà. El camp llunyà d'una antena és la regió on el patró de radiació de l'antena no depèn de la distància, sinó dels camps radiats (elèctric i magnètic) i de la direcció de propagació de les ones planes. La distància del camp llunyà respecte d'una antena de dimensions petites, com és el cas ( $D < \lambda$ ), és determinat per la longitud d'ona:  $r > \lambda/2\pi$

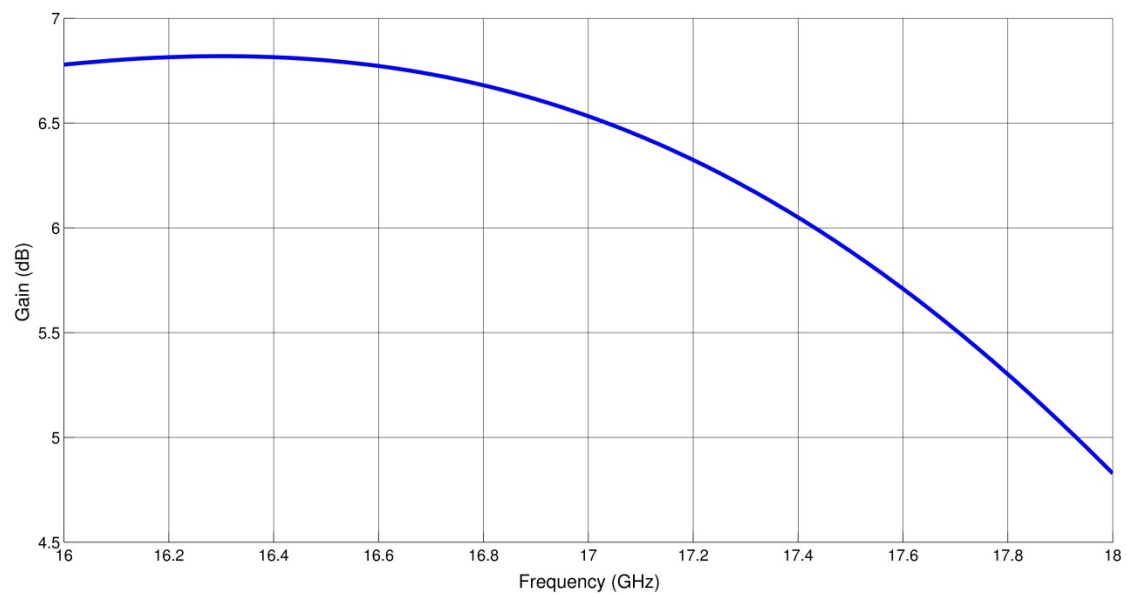
En el patró de radiació es veu una antena amb poca directivitat però amb una molt bona amplada de feix.



**Fig. 2.7** Patró de radiació de l'antena rectangular; pla vertical a l'esquerra, pla horitzontal a la dreta

### 2.5.3.3. Guany

El guany, que és la magnitud que descriu l'eficiència de l'antena en funció de la intensitat de radiació a partir de la potència acceptada, en una antena rectangular en microstrip acostuma a estar entre els 5 i els 7 dB.



**Fig. 2.8** Guany de l'antena rectangular

### 3. POLARITZACIÓ CIRCULAR AMB ELEMENTS LINEALMENT POLARITZATS

Molts satèl·lits i sistemes de comunicació punt a punt utilitzen la propagació d'ones amb polarització circular per tal de maximitzar l'eficiència de la polarització. Amb una antena circularment polaritzada s'aconsegueix reduir el nombre de reflexos en recepció i s'evita la captació de senyals amb polarització lineal. Gràcies a això, un dels avantatges és la no necessitat d'alinear les dues antenes (transmissora i receptora) perfectament per tal de maximitzar la potència rebuda.

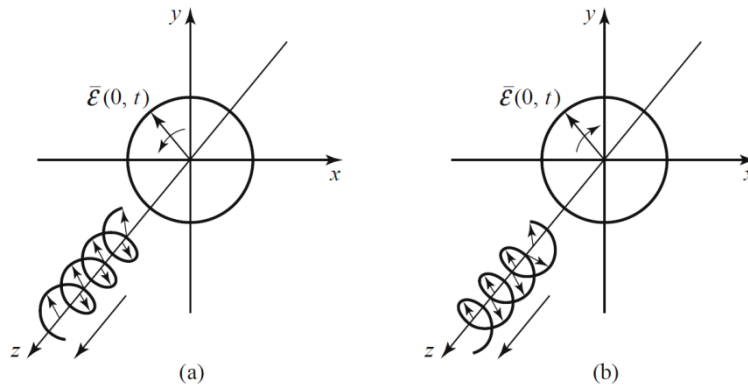
En aquest capítol es presenta i es descriu breument el concepte de la polarització circular [3]. Degut a la compactació del projecte, la definició elaborada d'aquest tipus de polarització s'inclou en els annexos. També s'explica la tècnica emprada per a generar la polarització circular i com s'aplica en el disseny de l'array proposat.

#### 3.1. Polarització circular d'ones planes

La polarització circular es genera amb la superposició de dues ones electromagnètiques que es propaguen en una mateixa direcció, però amb els camps elèctrics ortogonals en l'espai, i desfasats  $\varphi = \pm\pi/2$  entre ells.

$$\bar{E}(\vec{r}) = \bar{E}_1(\vec{r}) + \bar{E}_2(\vec{r}) = (E_o\hat{x}e^{j0} + E_o\hat{y}e^{j\pm\pi/2})e^{-jkz} \quad (3.1)$$

$$\bar{E}(\vec{r}) = E_o(\hat{x} \pm j\hat{y})e^{-jkz} \quad (3.2)$$



**Fig. 3.1** Polarització del camp elèctric per (a) RHCP i (b) LHCP

El sentit de la polarització circular està determinat per la direcció de rotació del vector  $\bar{E}$ , que descriu una circumferència. Per  $\varphi = +\pi/2$  (i per  $z = 0$ ) es genera una rotació angular  $\alpha = -\omega t$ , llavors s'anomena rotació horària o LHCP (en anglès Left Hand Circular Polarization). Per contra, si el desfasament és  $\varphi = -\pi/2$ , la rotació angular és inversa a la del cas anterior,  $\alpha = +\omega t$ , i

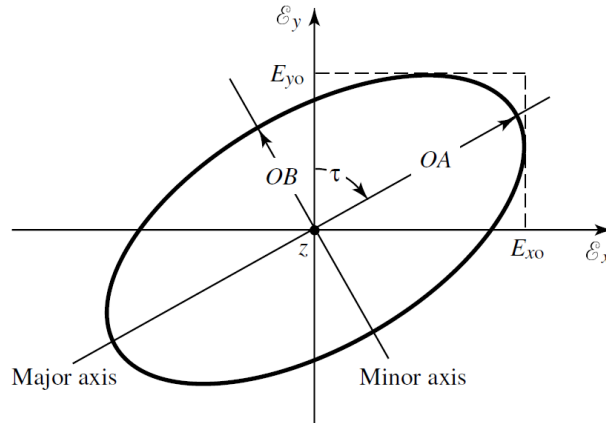
s'anomena rotació antihorària o RHCP (en anglès Right Hand Circular Polarization).

**Taula 3.1** Polarització circular

En direcció +z		En direcció -z
$\vec{E}(\vec{r}) = E_o(\hat{x} - j\hat{y})e^{-jkz}$	RHCP	$\vec{E}(\vec{r}) = E_o(\hat{x} + j\hat{y})e^{+jkz}$
$\vec{E}(\vec{r}) = E_o(\hat{x} + j\hat{y})e^{-jkz}$	LHCP	$\vec{E}(\vec{r}) = E_o(\hat{x} - j\hat{y})e^{+jkz}$

### 3.2. Axial Ratio

La qualitat de la polarització circular es mesura amb el paràmetre axial ratio, és a dir, la relació entre els eixos de la circumferència dibuixada pel vector  $\vec{E}$  en funció del temps. A la pràctica, una antena genera un camp circular imperfectament polaritzat, per tant, el vector dibuixa una el·lipse. La relació entre l'eix major i l'eix menor d'aquesta el·lipse dona resultat l'axial ratio.



**Fig. 3.2** Polarització el·líptica

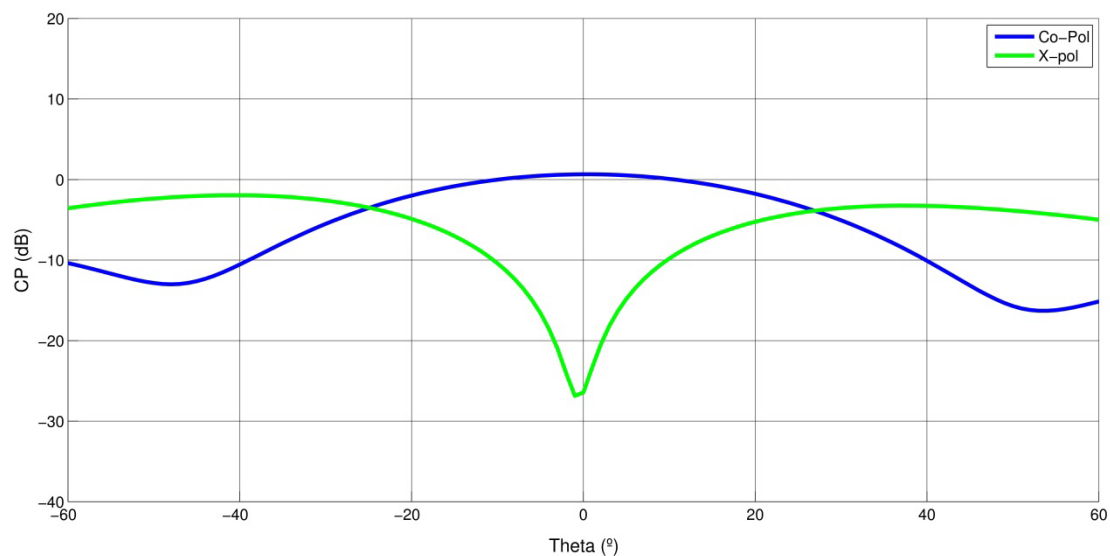
Per una polarització perfectament circular la relació axial té un valor d'1, mentre que per una polarització lineal la relació és infinita.

### 3.3. Polarització circular amb antenes rectangulars

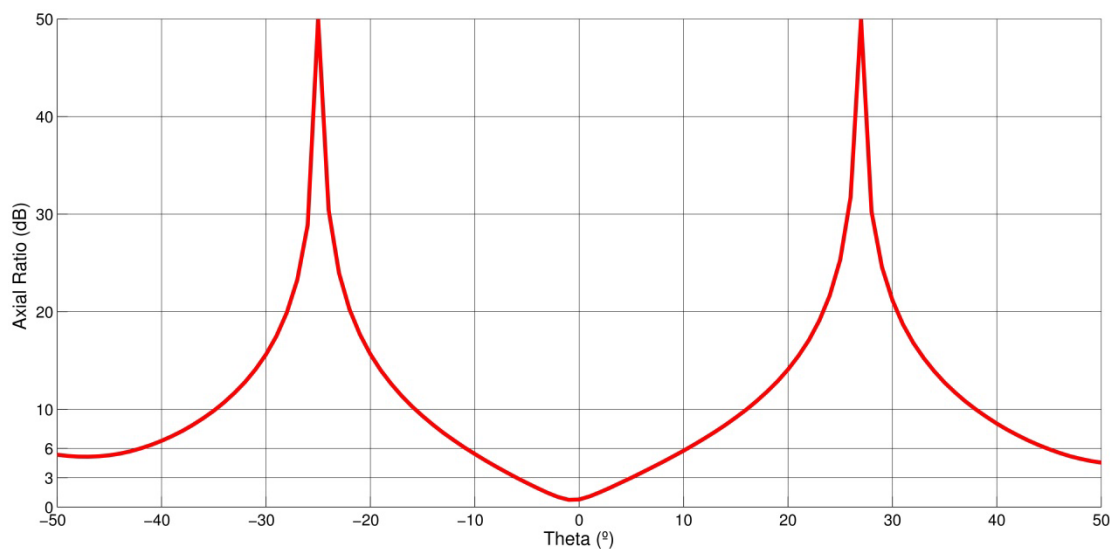
#### 3.3.1. Polarització circular amb 2 elements

Com hem vist, per aconseguir la polarització circular a partir de la superposició de dos camps elèctrics lineals aquests han de complir unes condicions: que tinguin igual amplitud, siguin ortogonals i estiguin desfasats  $\varphi = \pm\pi/2$  en

l'alimentació. El propòsit és aplicar aquestes condicions a un conjunt de dues antenes dissenyades anteriorment, disposades en el pla XY amb una separació entre centres, aquests perfectament alineats, de 10.9mm. Observem que a mesura que creix l'angle  $\theta$  es perd qualitat en la polarització circular. Amb l'augment de  $\theta$  creix la polarització ortogonal (**Fig. 3.2**), fins al punt que per un valor de  $\theta=5$  l'Axial Ratio és de 3dB. És a dir, l'Axial Ratio Beamwidth amb la configuració de l'array de 2 elements és de  $10^\circ$  (**Fig. 3.3**).



**Fig. 3.3** Simulació amb ADS de les dues components de la polarització circular d'un array de 2 elements, amb separació entre centres de 10.9 mm i freqüència 17.1 GHz



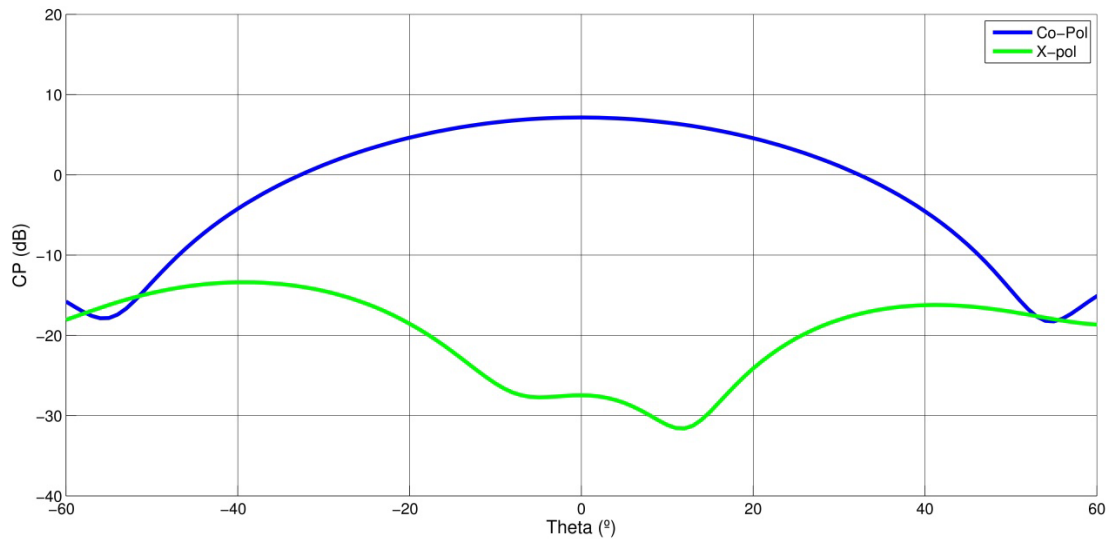
**Fig. 3.4** Simulació amb ADS de l'Axial Ratio d'un array de 2 elements, amb separació entre centres de 10.9 mm i freqüència 17.1 GHz



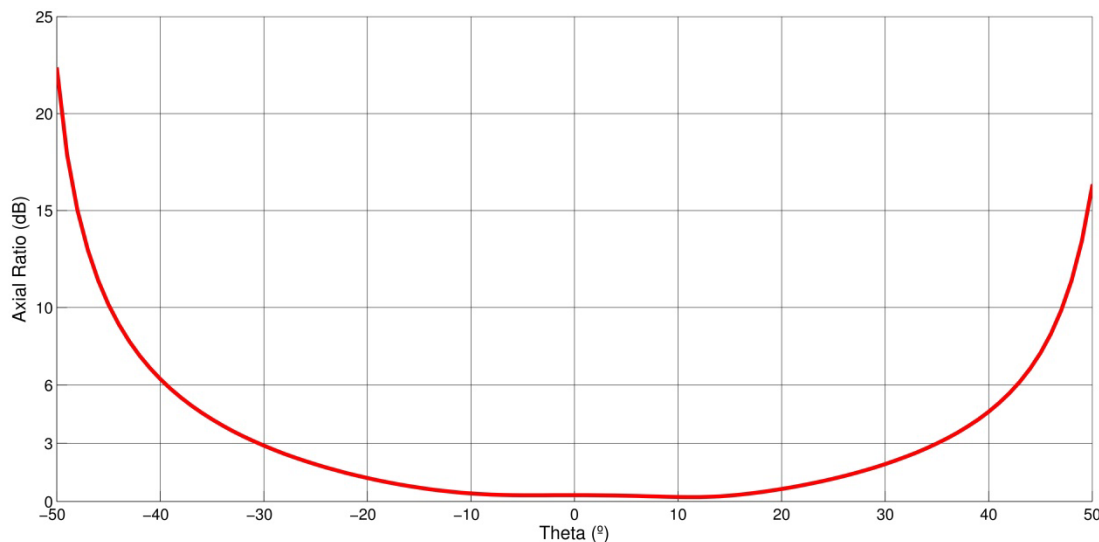
La poca amplada de feix a 3dB és causada pel retard en fase en l'espai  $\Delta\psi' = k\Delta x \sin\theta$ . Aquest delay és degut a la separació entre els elements i que creix amb l'augment de  $\theta$ , destorbant la fase de  $90^\circ$  necessària per generar una bona polarització circular. Com es veu, a partir de  $5^\circ$  en l'angle  $\theta$  la polarització circular es torna molt pobre o, pràcticament, nul·la.

### 3.3.2. Polarització circular amb 4 elements

Composant un conjunt d'elements de 2x2 perfectament simètric aquest retard en fase se suprimeix completament. En els dos plans principals, el retard en fase espacial és oposat a l'altre retard de l'altre fila, conseqüentment, cancel·lant-se entre ells. Això permet obtenir una millor qualitat en la polarització gràcies a que la polarització ortogonal és cancel·lada.



**Fig. 3.5** Simulació amb ADS de les dues components de la polarització circular d'un array de 4 elements, amb separació entre centres de 10.9 mm i freqüència 17.1 GHZ



**Fig. 3.6** Simulació amb ADS de l'Axial Ratio d'un array de 4 elements, amb separació entre centres de 10.9 mm i freqüència 17.1 GHz

### 3.4. Rotació seqüencial en un array d'antenes

La rotació seqüencial d'elements és una tècnica [4] interessant per al disseny de conjunt d'antenes amb polarització circular, originalment proposada per a millorar la puresa del feix principal i l'ample de banda dels arrays en microstrip. Posteriorment es va estendre per a generar un feix circularment polaritzat a partir d'elements linealment polaritzats, per a reduir els efectes indesitjats de la radiació de les línies impreses d'alimentació, per exemple.

Generalment, un SRA està compost per un grup d'elements idèntics que són físicament rotats per un múltiple d'un angle de referència i excitats amb la mateixa amplitud i un retard en la fase corresponent a la rotació en angle de l'element individual. Llavors es pot aconseguir una llarga varietat de composicions possibles per a la SRA, però només algunes tenen una utilitat pràctica. Una d'aquestes és la composició de l'array en 2x2, amb 4 elements col·locats quadricularment, que ofereix una configuració molt compacte i perfectament simètrica.

La tècnica SRA és molt interessant per a aplicacions on la puresa de la polarització circular de l'antena és molt crítica. Normalment un problema que es troba en el disseny de l'array és l'optimització de la polarització del feix principal. Si assumíssim una perfecta xarxa d'alimentació la qual no produeix cap error d'amplitud ni de fase, qualsevol SRA radia amb una perfecta polarització circular. Llavors, aquest efecte amb un SRA no depèn de la polarització dels elements.

En la pràctica, les línies d'alimentació de l'array afegeixen errors inevitables, tant d'amplitud com de fase, fet que deteriora la puresa de la polarització i, per

tant, aquesta polarització té un impacte important en la discriminació de la polarització ortogonal (XPD, cross-polarization discrimination) de l'array. Per al disseny d'un array amb elements plans aplicant la rotació seqüencial es descriu de la següent manera. L'element enèsim d'un conjunt d' $M$  elements ha de tenir una rotació en l'espai  $\phi_{sn}$  i una rotació en fase de l'alimentació  $\phi_{en}$ , donats per:

$$\begin{cases} \phi_{en} = (n-1) \frac{p\pi}{aM} \\ \phi_{sn} = (n-1) \frac{p\pi}{M} \end{cases}, 1 \leq n \leq M \quad (3.3)$$

Les equacions escrites es consideren el primer principi en un disseny d'array amb rotació seqüencial, on  $p$  és un enter que  $1 \leq p \leq M-1$ , que és la condició de la polarització circular, mentre que  $a$  representa el número de mode. Quan  $a = 1$ , que és el mode de la freqüència fonamental d'un element rectangular, llavors  $\phi_{en} = \phi_{sn}$ .

Per a una bona optimització i una millora sobre l'efecte de les fases degut a les línies coplanars, interessa un valor alt d' $M$  i un valor baix de  $p$ . S'ha de tenir en compte però, que  $\phi_{en}$  i  $\phi_{sn}$  són números positius i per tant no especifiquen el sentit de la rotació.

En el cas d'aquest projecte, l'objectiu és el disseny d'un array 2x2,  $M=4$ , rotats seqüencialment per un múltiple de  $90^\circ$  ( $p = 2$ ) respecte l'eix  $z$ .

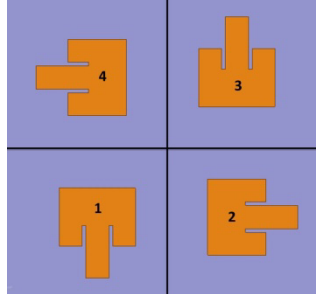
$$\begin{cases} \phi_{en} = (n-1) \frac{\pi}{2} \\ \phi_{sn} = (n-1) \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (3.4)$$

#### 3.4.1. Configuració del conjunt de 4 elements linealment polaritzats

La disposició dels elements rectangulars sobre el pla permet moltes possibilitats que compleixen els requisits anomenats anteriorment. L'opció escollida ha de permetre l'obtenció d'un bon ample de banda de treball, com també el disseny òptim de les línies d'alimentació. Les línies de transmissió en l'array afegeixen pèrdues i canvis de fase en l'excitació que afecten a la qualitat de la polarització circular i, en conseqüència, al guany i l'ample de banda. Per tant, la disposició de les quatre antenes rectangulars ha de permetre una geometria de les línies de transmissió senzilla.

Pel que fa a la separació entre els elements, quant la distància entre aquests és alta i la mida de l'array és petita, els avantatges dels elements linealment

polaritzats es redueixen degut a la significant disminució del guany, a causa de l'aparició de lòbuls en la radiació de la polarització ortogonal. Per contra, en arrays en que la distància entre els elements és menor els efectes de la polarització ortogonal són gairebé nuls.



**Fig. 3.7** Disposició final de les antenes element

La configuració triada, és a dir, la manera en que els elements estan disposats en el pla, es mostra en la **figura 3.6**. Amb aquesta opció, gràcies a que les alimentacions dels elements són per la part exterior de l'array, es permet un disseny relativament senzill de les línies de transmissió i la optimització d'aquestes sense que afecti significativament a la separació entre els elements. Per tal d'aconseguir un baix acoblament mutu entre els rectangles i un guany òptim, s'escull una separació entre els elements del 50% de la longitud d'ona efectiva, aquesta amb un valor de 10.2mm.

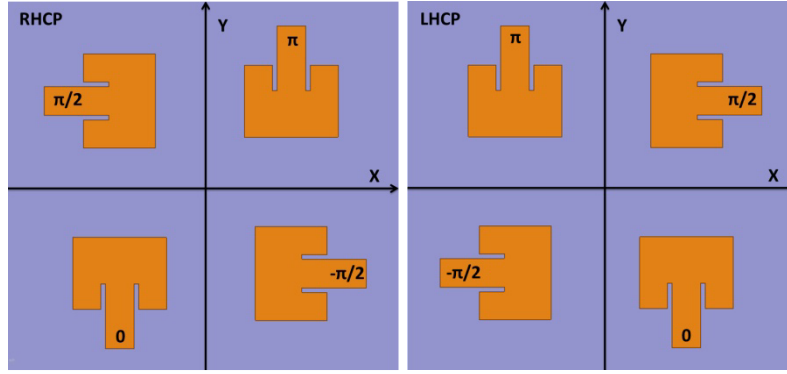
La separació real entre els elements és de 5.6435mm (el 55.33% de la longitud d'ona efectiva) i amb els centres dels rectangles perfectament alineats. Mitjançant l'ADS s'ha simulat l'acoblament entre els elements descrits amb la matriu d'impedàncies a la freqüència de 17.1GHz. L'equació **3.23** pertany als paràmetres  $Z$  dels elements 1 i 2, mentre que la segona és dels elements 1 i 3. Els valors de  $Z_{12}$  i  $Z_{21}$ , que són iguals i representen la impedància mútua entre les antenes, tenen una resistència i una reactància properes a  $0\Omega$ .

$$Z = \begin{bmatrix} 11.0525 - j39.2741 & 0.4977 - j0.1773 \\ 0.4977 - j0.1774 & 11.1508 - j39.4724 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$Z = \begin{bmatrix} 11.0188 - j39.2627 & 0.6664 + j1.3579 \\ 0.6664 + j1.358 & 10.8843 - j38.1617 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Els resultats demostren que, amb la geometria i la configuració amb la rotació seqüencial dels elements linealment polaritzats, l'efecte de l'acoblament mutu és insignificant comparat amb el d'un array d'antenes convencional.

### 3.4.2. Deducció del sentit de la polarització circular



**Fig. 3.8** A l'esquerra, disposició dels elements per la polarització circular dreta; a la dreta, disposició per la polarització circular esquerra

Per a visualitzar el sentit de la polarització circular [5] definim el sumatori del camp elèctric total de l'antena array, determinat per la orientació i la col·locació dels elements en el pla XY

$$\begin{aligned} \bar{E} = E_o \hat{y} e^{j0} e^{-jkdsin\theta} + E_o \hat{x} e^{-j\pi/2} e^{jkdsin\theta} + E_o \hat{y} e^{j\pi} e^{jkdsin\theta} \\ + E_o \hat{x} e^{j\pi/2} e^{-jkdsin\theta} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Desenvolupant l'equació obtenim que

$$\begin{aligned} \bar{E} = E_o (\hat{y} + j\hat{x}) e^{-jkdsin\theta} - E_o (\hat{y} + j\hat{x}) e^{jkdsin\theta} \\ = E_o (-j\hat{x} - \hat{y}) (e^{jkdsin\theta} - e^{-jkdsin\theta}) \end{aligned} \quad (3.8)$$

$$\bar{E} = 2E_o (\hat{x} - j\hat{y}) \sin(kdsin\theta) \quad (3.9)$$

on  $2E_o$  és el camp radiat,  $\sin(kdsin\theta)$  és el factor d'array de dos elements i  $(\hat{x} - j\hat{y})$  és el sentit de la polarització circular; en aquest cas polarització circular en sentit dret amb direcció de propagació  $+z$ .

Com hem vist en l'apartat 1.2.2, si s'inverteix el dibuix de l'array respecte l'eix Y s'obté l'antena array amb les mateixes característiques però amb la polarització inversa, la polarització circular en sentit esquerra. El sumatori del camp elèctric total queda de la següent manera

$$\begin{aligned} \bar{E} = E_o \hat{y} e^{j0} e^{+jkdsin\theta} + E_o \hat{x} e^{-j\pi/2} e^{jkdsin\theta} + E_o \hat{y} e^{j\pi} e^{-jkdsin\theta} \\ + E_o \hat{x} e^{j\pi/2} e^{-jkdsin\theta} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\begin{aligned}\bar{E} &= E_o(j\hat{x} - \hat{y})e^{-jkdsin\theta} + E_o(\hat{y} - j\hat{x})e^{jkdsin\theta} \\ &= E_o(\hat{y} - j\hat{x})(e^{jkdsin\theta} - e^{-jkdsin\theta})\end{aligned}\quad (3.11)$$

$$\bar{E} = 2E_o(\hat{x} + j\hat{y})sin(kdsin\theta)\quad (3.12)$$

És necessari remarcar el signe del factor d'agrupació que acompanya cada terme, ja que en aquest segon desenvolupament de l'equació potser no és tant evident. És important no pensar només en punts d'alimentació sobre el pla, perquè els elements tenen diferents orientacions (es comporten com a dipòls elementals), aquestes han d'estar determinades en el sumatori del camp elèctric.

Com a conclusió s'extreu que el sentit de la polarització està determinat pel sentit del desfasament en l'alimentació de  $-\pi/2$ . Si la rotació seqüencial en l'excitació és horària, la polarització és l'esquerra, mentre que si la rotació és antihorària la polarització serà la dreta.

## 4. ARRAY D'ANTENES EN MICROSTRIP AMB POLARITZACIÓ CIRCULAR

En aquest apartat es procedeix a descriure el procediment emprat per al disseny de la xarxa d'alimentació [6] i el resultant conjunt d'antenes, amb les seves respectives simulacions amb el programa HFSS. És necessari remarcar que l'antena ha estat optimitzada per a complir un bon valor d'axial ratio en el rang de freqüències plantejades, considerant-se el paràmetre principal.

### 4.1. Línies de transmissió

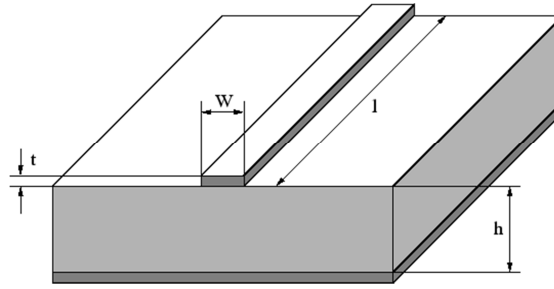
Un array d'antenes en microstrip és la integració d'elements en microstrip amb una xarxa d'alimentació, formada per divisors de potència, línies de transmissió i línies de desfasament. Les línies de transmissió són normalment eines per a transportar informació o energia des d'un punt a un altre, utilitzades com a elements d'un circuit. En circuits de microones els elements passius generalment són dissenyats o utilitzen seccions de línies de transmissió. Això és degut gràcies a que la mida dels elements (resistències, capacitors i inductors) usats en la electrònica de baixa freqüència són comparables a la longitud d'ona a freqüències de microones.

Un dels tipus de línies planes de transmissió més populars és la línia microstrip. El procés de fabricació d'aquesta és senzill, les mides poden ser molt reduïdes i es poden integrar molt fàcilment amb els altres elements, ja siguin actius o passius.

En aquest projecte s'usa les línies de transmissió en microstrip per dissenyar una xarxa d'alimentació pel conjunt d'antenes element, aquestes alimentades des d'un sol punt. També s'utilitzarà per afegir elements de desfasament per a l'aplicació de la rotació seqüencial, tècnica per a assolir la polarització circular en la radiació.

#### 4.1.1. Línies de transmissió en microstrip

Aquest tipus de línia de transmissió és una estructura oberta amb una geometria com en la figura 4.1, formada per un dielèctric amb un gruix  $h$ , amb un pla de massa en la part inferior, i un conductor amb amplada  $W$  imprès sobre del dielèctric.



**Fig. 4.1** Línia de transmissió microstrip

La línia microstrip no és una línia de transmissió de corrent homogènia, perquè les línies del camp elèctric no estan contingudes totalment entre la línia de transmissió i el pla de massa, sinó que també una fracció es pot trobar en l'aire, per sobre del substrat. Això fa que el mode de propagació al llarg de la microstrip no sigui purament TEM. Però en la gran majoria d'aplicacions pràctiques el substrat dielèctric és elèctricament molt prim ( $d \ll \lambda$ ), fet que els camps es considerin quasi-TEM. És a dir, els camps són essencialment els mateixos que en el cas estàtic. Llavors, la velocitat i la constant de propagació es poden expressar com

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (4.1)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} \quad (4.2)$$

Existeixen moltes possibilitats en el disseny d'un array perquè hi ha una gran varietat i quantitat d'antenes element, divisors de potència, línies d'adaptació, etc., que es poden afegir a la placa. Això ofereix una gran possibilitat de components que no estan disponibles comercialment. A més, tots aquests components es poden integrar entre ells molt fàcilment. La dificultat en la fabricació és reduïda, es pot aconseguir amb poc temps i amb un cost molt barat.

Microstrip permet la fabricació d'elements de mida molt petita i amb una gran precisió, permetent obtenir components que operin a freqüències molt altes i amb un gran ample de banda. Però, les pèrdues que es generen en les línies microstrip són força elevades.

Per a reduir pèrdues en el disseny es proposen un seguit de condicions: totes les longituds han de ser iguals per a tots els elements; tots els camins han de tenir el mateix nombre de girs o plecs, ha de ser mínim i amb el mateix angle; els elements han de quedar centrats tal i com s'han establert prèviament; la separació entre els elements serà aproximadament de  $\lambda/2$ .

A partir d'aquestes condicions es proposa un disseny de la xarxa amb línies de transmissió amb impedància característica de  $50\Omega$ , dues línies de  $100\Omega$  i amb



dos transformadors  $\lambda/4$  per a l'adaptació d'impedàncies. El dibuix té un total de 3 divisors de potència, dos plecs de  $100\Omega$  (un per costat), quatre corbes de  $50\Omega$  (dos per costat) i un total de 8 plecs de  $50\Omega$  (dos plecs per "branca").

#### 4.1.2. Impedància característica

La impedància característica  $Z_0$  és la relació entre el voltatge i el corrent d'una ona a través d'una línia de transmissió de longitud  $z$ ,  $Z_0 = \frac{V(z)}{I(z)}$ . Si aquesta línia és acabada amb una impedància diferent a  $Z_0$ , ja sigui perquè hi ha un component connectat o una altra línia de transmissió, aquesta es veu com una càrrega  $Z_L = \frac{V(0)}{I(0)}$ . Llavors es produeix una reflexió, sent la relació entre l'ona reflectida i la incident  $\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$ . Com que la impedància operativa del radar és de  $50\Omega$ , interessa que en la línia principal d'entrada de l'array hi hagi la mateixa impedància, d'aquesta manera la reflexió serà nul·la  $\Gamma = 0$  i a l'antena array se li entregarà la màxima potència.

#### 4.1.3. Transfomador $\lambda/4$

Per tal d'evitar reflexions amb les línies de transmissió o els diferents components d'un circuit es desitja adaptar aquests a la impedància característica. En circuits, una eina molt útil i pràctica per adaptar impedàncies és el transformador  $\lambda/4$ , una línia amb longitud igual a la quarta part de la longitud d'ona.

Si es desitja adaptar una línia amb impedància  $Z_L$  a la impedància característica  $Z_0$  s'afegeix entre les seccions  $Z_0$  i  $Z_L$  una línia amb longitud  $\lambda/4$  i amb impedància  $Z_1$ . En el punt entre  $Z_0$  i  $Z_1$  s'observa la impedància d'entrada  $Z_{in}$  descrita com

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_L + jZ_1 \tan \beta l}{Z_1 + jZ_L \tan \beta l} \quad (4.3)$$

Sent la longitud elèctrica  $\beta l = (2\pi/\lambda)(\lambda/4) = \pi/2$ , s'obté que  $\tan \beta l \rightarrow \infty$ . Per tant, dividint  $\tan \beta l$  al numerador i al denominador s'obté la impedància d'entrada en aquest cas

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L} \quad (4.4)$$

Per tal que la reflexió sigui nul·la en el punt  $Z_{in}$ , es desitja que aquesta sigui igual que  $Z_0$ , per tant, la impedància de la línia amb longitud  $\lambda/4$  es

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_L} \quad (4.5)$$

En el disseny proposat en la figura 4.2 els dos transformadors  $\lambda/4$  que s'apliquen tenen una impedància de  $Z_1 = \sqrt{100 \cdot 25} = 50\Omega$ . La longitud de la línia  $\lambda/4$  és de 2.599mm, per una amplada de 1.81mm que determina la impedància de la línia en el dielèctric usat. La impedància  $Z_0$  és de  $100\Omega$ , ja que és la impedància de la línia d'entrada, i  $Z_L$  de  $25\Omega$  és la impedància que es desitja a la sortida de la línia  $\lambda/4$  perquè a les sortides de la etapa divisora la impedància serà el doble, és a dir de  $50\Omega$ , que és la impedància a la que es caracteritza el sistema.

#### 4.1.4. Divisor de potència

El divisor de potència és un component que reparteix la potència que rep per una entrada entre les diferents sortides que té. En aquest cas, el nombre de sortides és de dues. A l'estar les dues sortides en paral·lel, el valor de la tensió és la mateixa per ambdues i, repartint-se la potència d'entrada equitativament, la impedància a cada sortida és la meitat que la d'entrada. Per tant, si la impedància d'entrada és de  $25\Omega$ , la de sortida en ambdós ports és de  $50\Omega$ .

El conjunt format per la línia  $\lambda/4$  i el divisor de potència és un divisor en que les impedàncies de sortida són la meitat que la impedància d'entrada. Perquè es compleixi aquesta relació, la impedància de la línia  $\lambda/4$  ha de ser igual a la impedància desitjada a les sortides del divisor.

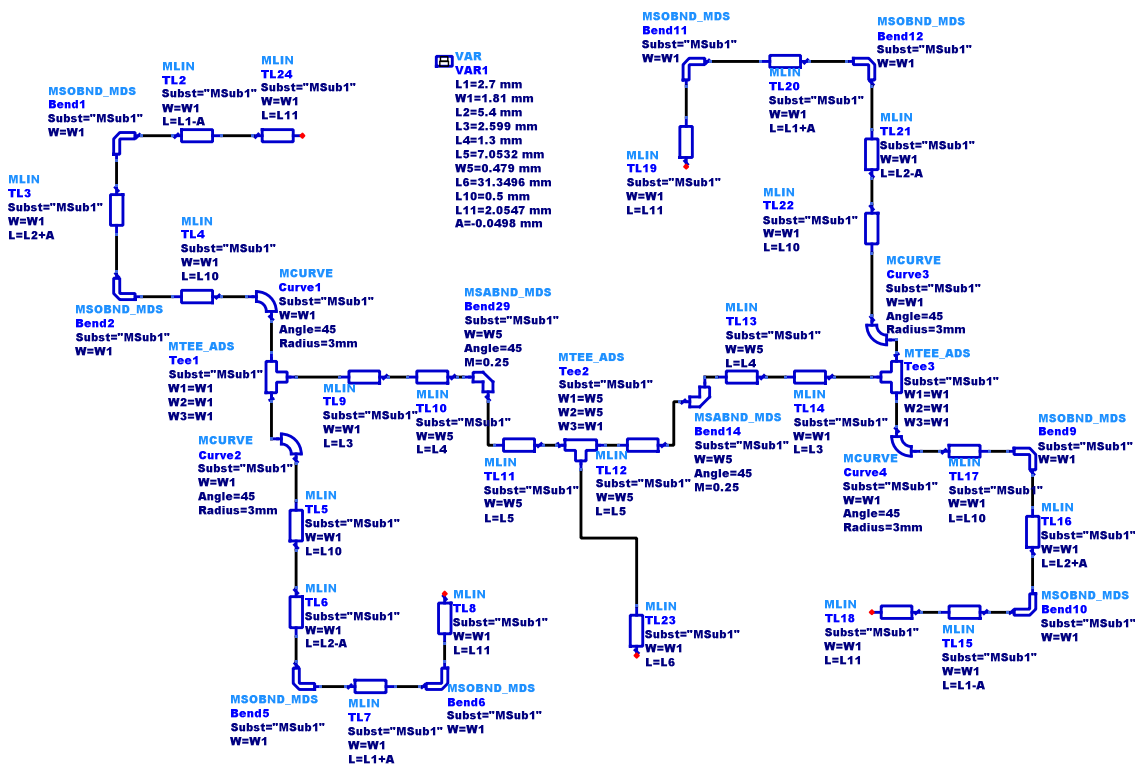
## 4.2. Xarxa d'alimentació de l'array

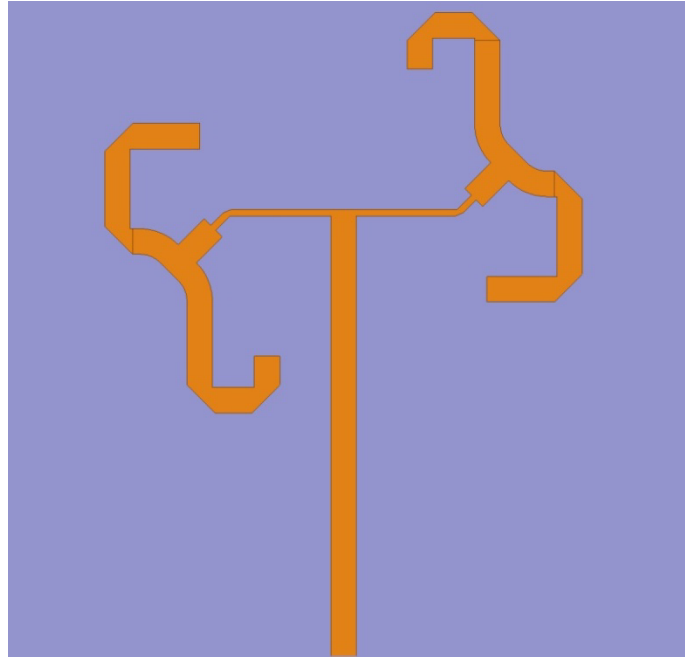
### 4.2.1. Xarxa sense línies de desfasament

Per al disseny de la xarxa de línies s'utilitza el programa ADS (Advanced Design System) perquè permet dibuixar de manera esquemàtica i utilitzant variables per a l'optimització, oferint formes ja definides com divisors, corbes i plecs. Un cop definida la xarxa esquemàticament, el programa permet representar la disposició de les línies microstrip en el pla i, posteriorment, exportar el disseny en format GDSII (Graphic Data System), un format de fitxer de dades per a l'intercanvi de dades entre eines de disseny físic de xips. D'aquesta manera, el disseny de les línies de transmissió podrà ser importat en el programa HFSS per a la unió de les antenes rectangulars amb la xarxa d'alimentació.

A continuació es mostra l'esquema de la xarxa de línies dissenyat amb ADS, en el que s'utilitzen diferents elements com línies (MLIN), corbes (MCURVE), plecs (Bend) i divisors en T (MTEE). Les dues línies amb variable L5 (7.0532mm) serveixen per a variar la distància de separació entre el parell d'elements d'un

costat amb el de l'altre de manera horitzontal. La variable  $L4$  (1.3mm), sobre l'eix de  $45^\circ$ , modifica la separació entre els dos parells d'elements horitzontalment i verticalment, a l'hora, després del pas pel plec de  $45^\circ$ . La línia amb valor  $L10$  (0.5mm) s'ha afegit per, abans d'incloure les línies de desfasament, per a evitar un dibuix estrany en que s'adjuntaria una corba amb un plec. Les línies  $L1$  (2.7mm) i  $L2$  (5.4mm), sent la segona el doble que la primera, donen forma a la "branca" i la línia  $L11$  (2.0547mm) és l'entrada d'alimentació als elements rectangulars, a més de ser una variable per ajustar la posició dels quatre rectangles (dos horitzontalment i altres dos verticalment). La variable  $A=-0.0498$ mm ha permès centrar perfectament els quatre elements radiants.



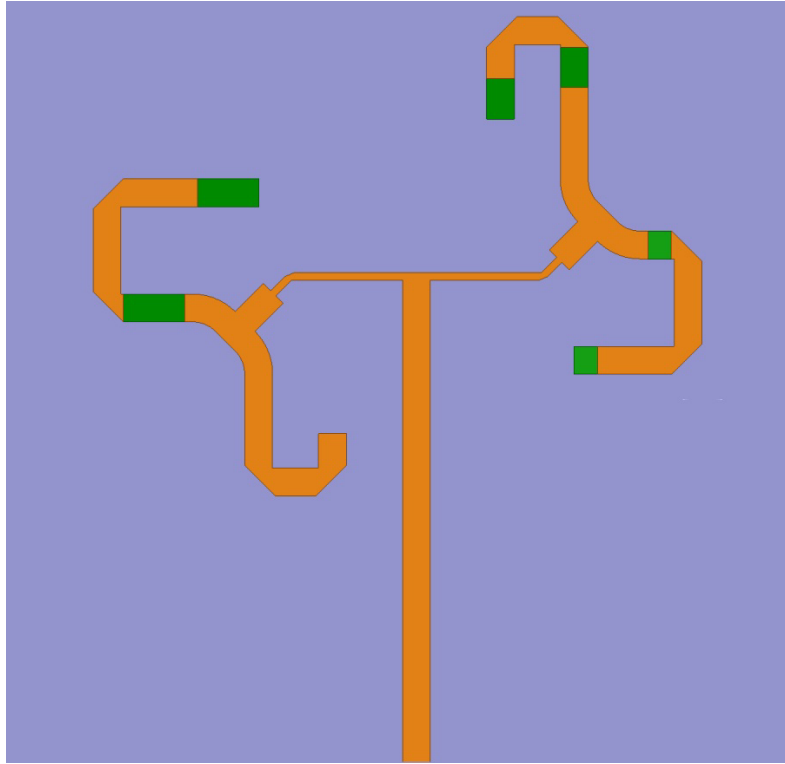


**Fig. 4.3** Disseny de la xarxa d'alimentació sense línies de desfasament

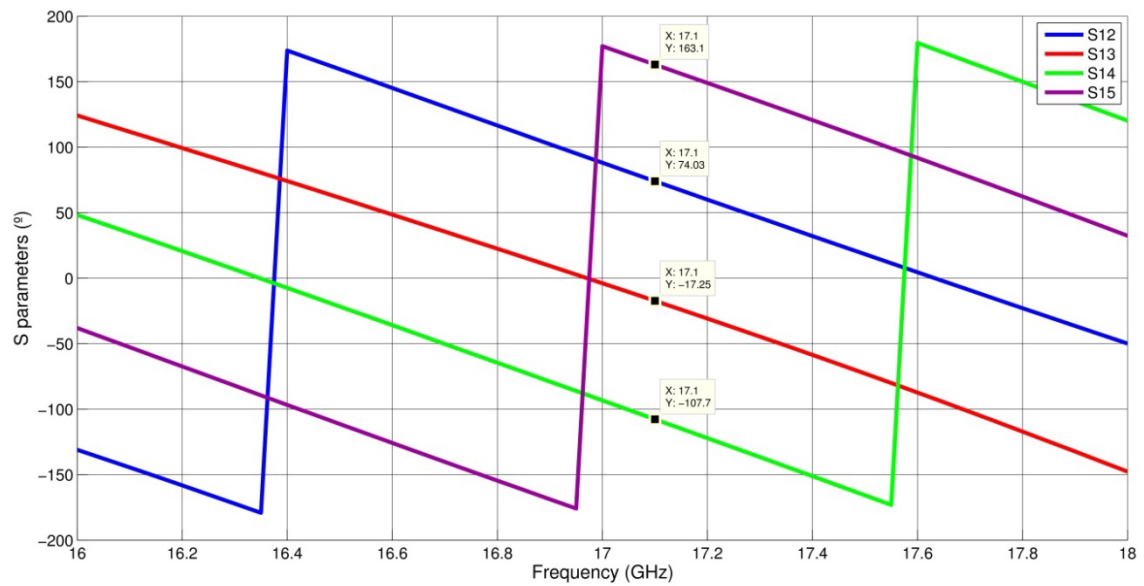
#### 4.2.2. Xarxa amb línies de desfasament

Amb el programa HFSS s'ha procedit a afegir les línies de desfasament, optimitzant-les per a aconseguir una seqüència de desfasament molt propera a la desitjada. Per cada línia  $\lambda/4$  que s'afegeix a la xarxa se suma un desfasament de  $-90^\circ$  a la senyal d'alimentació de l'antena element. En la figura 4.5 es mostra la simulació de les fases dels paràmetres S. L'S12 correspon al desfasament entre l'element de referència de  $0^\circ$  i l'element de  $-90^\circ$ ; l'S13 entre el de referència i el de  $-180^\circ$ ; l'S14 entre el de  $0^\circ$  i el de  $-270^\circ$ . En la successió hi ha un error màxim d' $1.28^\circ$  de desfasament (entre l'S12 i l'S13).

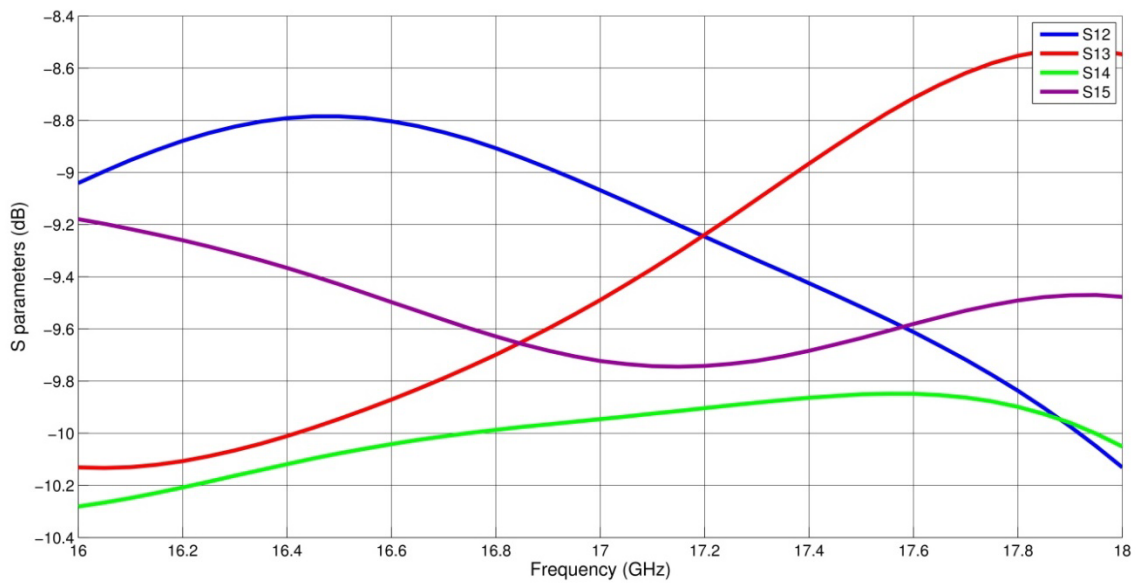
En els paràmetres S de la xarxa d'alimentació del conjunt d'antenes s'observa que les pèrdues són superiors a les esperades (**Fig. 4.6**). Idealment, l'S12, l'S13, l'S14 i l'S15 haurien de ser de 6 dB. Però els diferents components, els plects i els divisors de potència, no són ideals i afegeixen més pèrdues.



**Fig. 4.4** Disseny de la xarxa d'alimentació amb línies de desfasament



**Fig. 4.5** Desfasaments de  $\pi/2$  en l'alimentació dels 4 elements

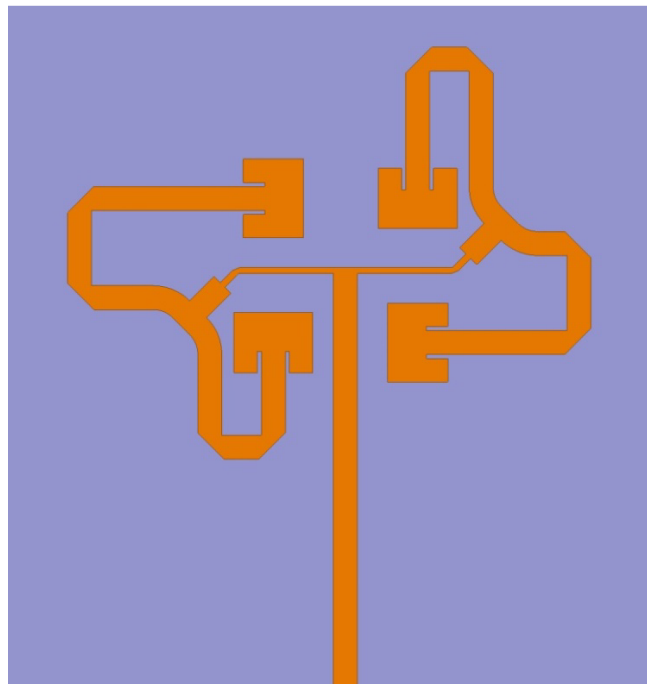


**Fig. 4.6** Paràmetres S en dB de les línies de transmissió

### 4.3. Antena array de 4 elements amb polarització circular

#### 4.3.1. Antena array amb polarització dreta

Després del disseny de la xarxa de línies de transmissió s'ha procedit a adjuntar-la amb el conjunt de quatre antenes rectangulars, obtenint la primera antena objectiu amb una polarització determinada.

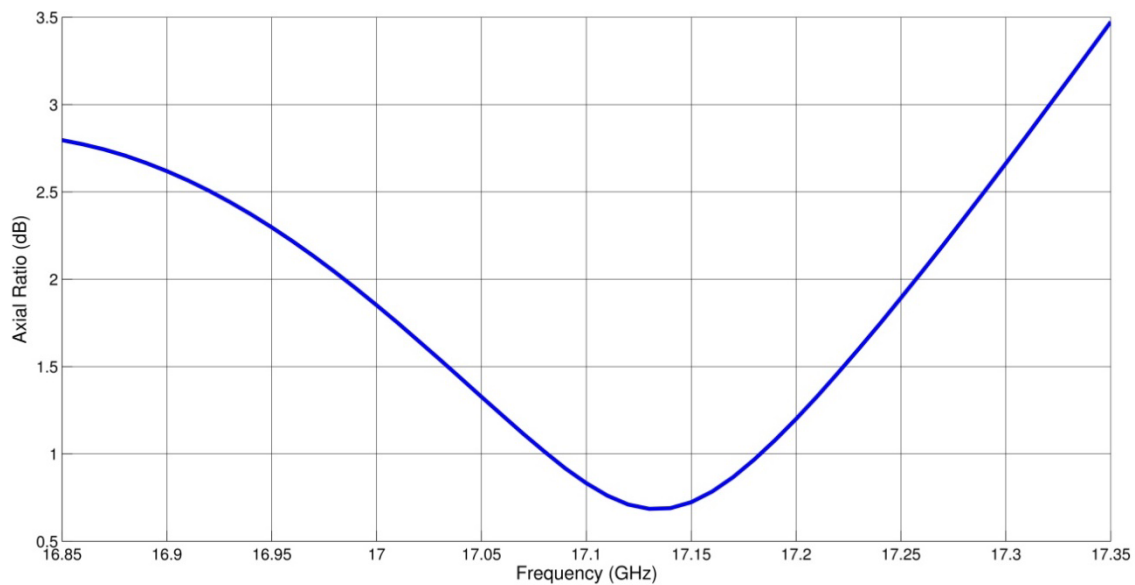


**Fig. 4.7** Disseny de l'antena array RHCP

Les simulacions han estat realitzades amb el programa HFSS, que utilitza tècniques de mallat adaptatiu automàtiques. La configuració per la simulació és la següent: la freqüència solució és de 17.119 GHz; el nombre màxim de passos per a obtenir un resultat convergent és de 15; el valor màxim de Delta S és  $1 \times 10^{-5}$ , definit com la màxima variació dels paràmetres S entre dues passades consecutives, per a determinar la solució de convergència. Pel que fa l'escombrat en freqüència, s'ha escollit un tipus d'escombrat discret, és a dir, es realitza una solució completa per a cada freqüència. L'escombrat es realitza entre les freqüències 16.85 i 17.35 GHz, amb passos de 10 MHz.

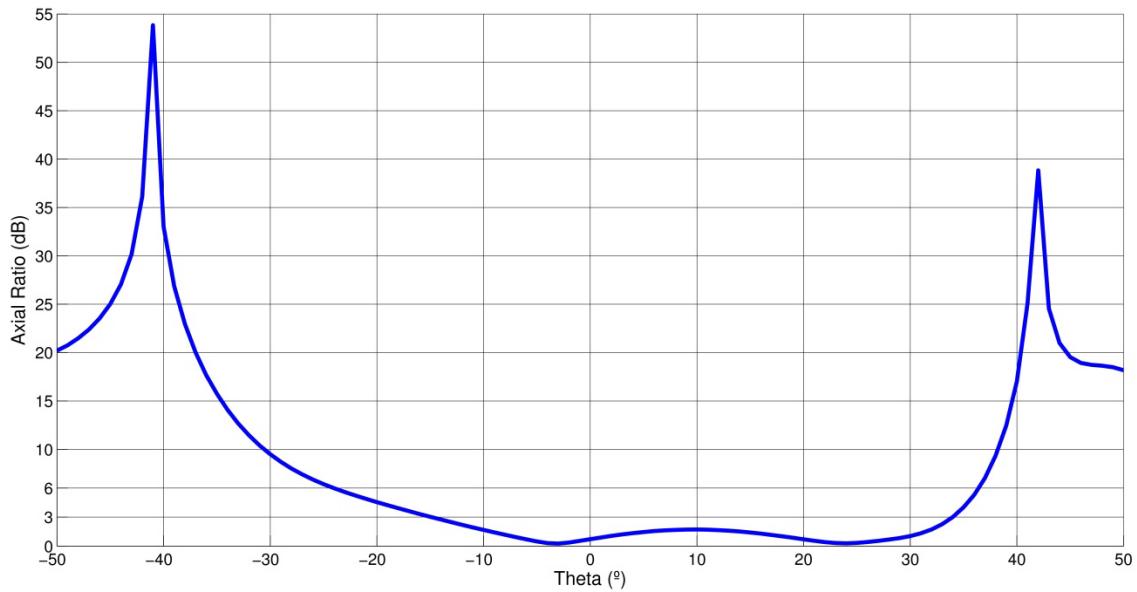
#### 4.3.1.1. Axial Ratio

Les mesures de les antenes rectangulars han estat optimitzades per aconseguir una bona polarització circular, aquesta reflectida en l'axial ratio. Es considera polarització circular amb valors de fins a 3 dB, a partir d'aquest s'extreu el valor de l'ample de banda en antenes circularment polaritzades.



**Fig. 4.8** Ample de banda en l'Axial Ratio

El resultat desitjat per l'antena proposada és d'un ample de banda de 4 MHz, centrat a la freqüència de 17.1 GHz. El valor més baix de l'axial ratio està vora aquesta freqüència; des de 16.9 GHz fins a 17.3 GHz no se supera els 3 dB. En la banda freqüencial proposada l'antena es considera, segons la simulació, circularment polaritzada.

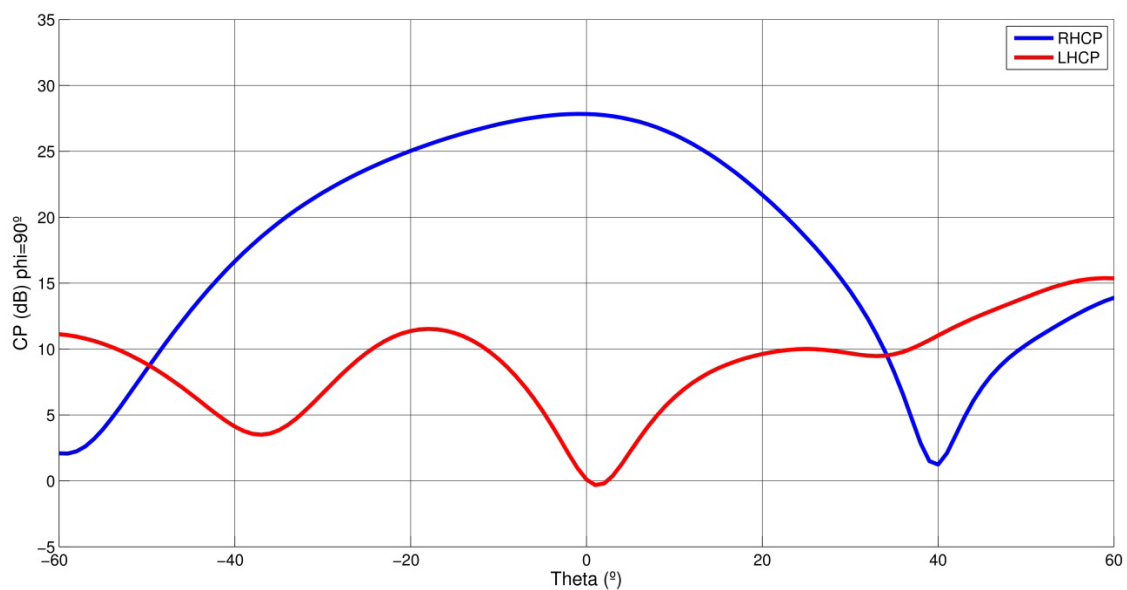


**Fig. 4.9** Amplada de feix en l'Axial Ratio (17.119 GHz)

L'amplada del feix en l'axial ratio de l'antena dissenyada és de quasi  $50^\circ$  (de  $-15^\circ$  a  $+34^\circ$  en  $\theta$ ). El feix apareix amb un offset de  $10^\circ$  i amb un pic de 1.5 dB en  $\theta = 10^\circ$ . Aquest resultat és degut a la degradació de la qualitat de la polarització circular, causada per la radiació de les línies de transmissió, però no es considera una afectació significant. El pic a  $10^\circ$  coincideix amb un alt nivell de polarització ortogonal.

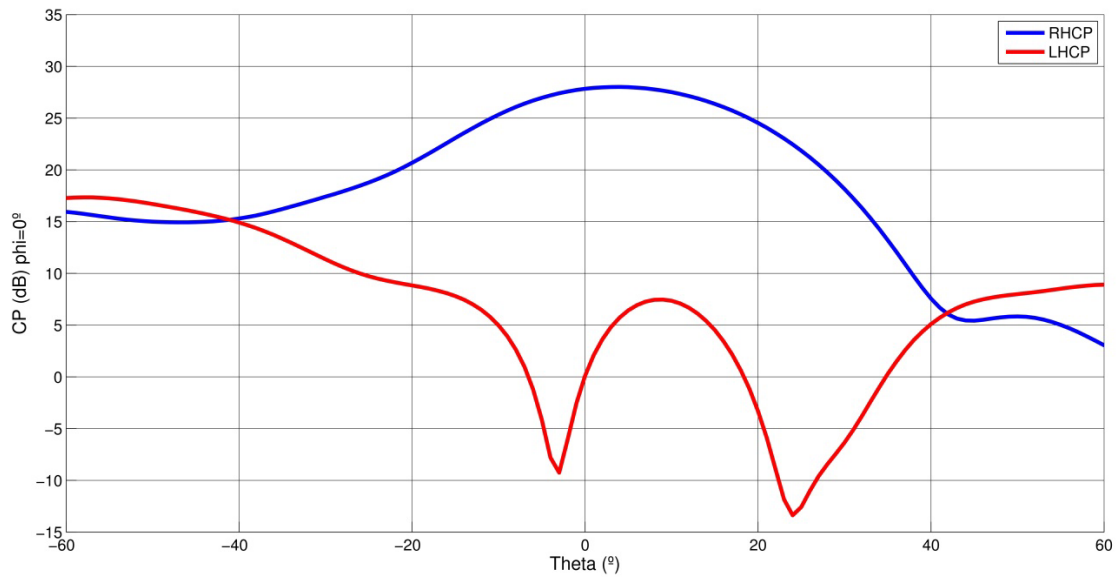
#### 4.3.1.2.

#### *Sentit de la polarització circular*



**Fig. 4.10** Polaritzacions circulars per  $\varphi = 90^\circ$

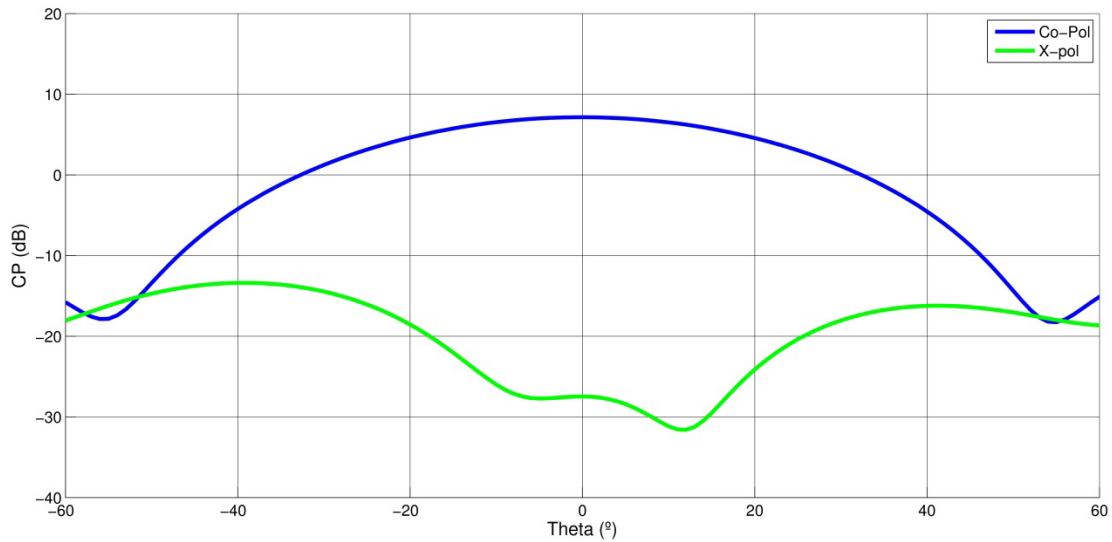




**Fig. 4.11** Polaritzacions circulars per  $\varphi = 0^\circ$

La figura anterior, que representa la co-pol (de component de polarització desitjada) i la x-pol de l'array dissenyat amb les línies, es pot comparar amb la figura 4.12. Aquesta dibuixa les dues polaritzacions de l'array, com s'ha vist en l'apartat 3.3.2, d'un array de 4 elements rectangulars sense línies de transmissió. És a dir, les antenes són alimentades perfectament amb el desfase adequat. Ja que els dos arrays han estat simulats amb programes diferents, ens fixarem amb la relació entre la polarització principal i la seva ortogonal. En el cas de la figura 4.12, avaluant per ( $\varphi = 0$ ), la relació entre la co-pol i la x-pol és de 34.62 dB, mentre que per l'array amb línies la relació és de 27.73 dB. En aquest cas, s'arriba a la conclusió que les línies d'alimentació fan perdre qualitat en la polarització amb un factor de 6.89 dB.

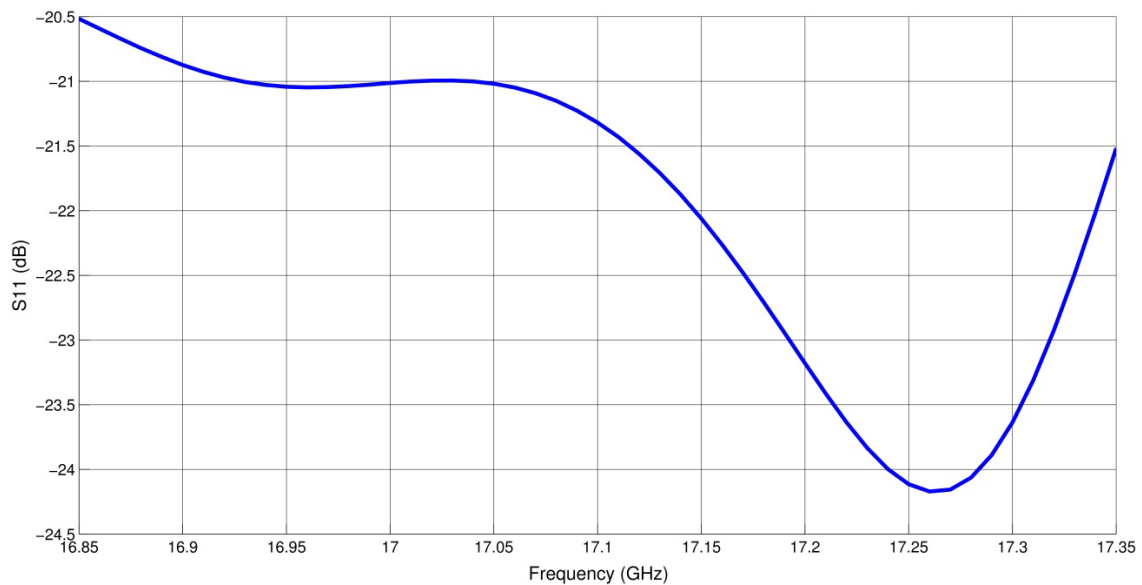
La relació entre la polarització desitjada i la ortogonal [7] s'anomena discriminació de la polarització creuada (XPD). Per a una bona antena aquest paràmetre tindria un valor de 30 dB. Per l'array dissenyat, un valor de quasi 28 dB és un resultat bastant acceptable. És lògic però que, degut a les línies de transmissió, apareguin pics en la polarització creuada en funció de l'angle  $\theta$ .



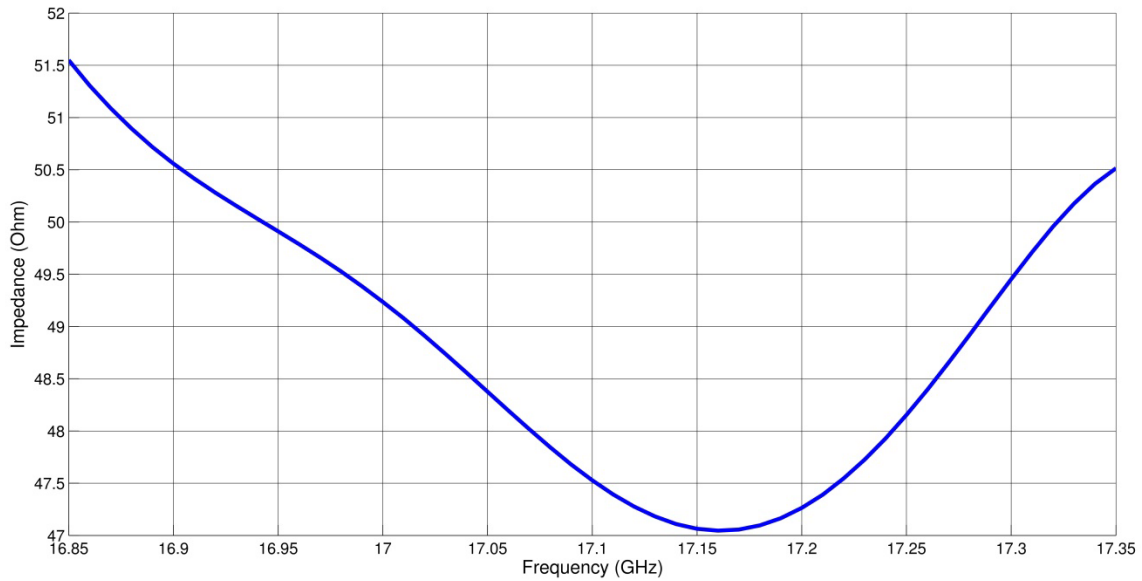
**Fig. 4.12** Simulació amb ADS de les dues components de la polarització circular d'un array de 4 elements, amb separació entre centres de 10.9 mm i freqüència 17.1 GHZ

#### 4.3.1.3. Adaptació de l'antena

El coeficient de reflexió està per sota els -20 dB en tota la banda freqüencial proposada, ergo és una molt bona adaptació per a una antena. A partir d'aquest resultat es pot veure l'eficiència de reflexió de l'antena dissenyada, és a dir, la quantitat d'energia acceptada gràcies a l'adaptació d'impedància.



**Fig. 4.13** Coeficient de reflexió (S11) de l'antena array



**Fig. 4.14** Impedància d'entrada de l'antena array

Com de bé està adaptada la impedància de l'array es pot veure amb el paràmetre VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), una funció del coeficient de reflexió que descriu la potència reflectida per l'entrada de l'antena. Si l'adaptació de la impedància és suficientment bona la potència acceptada és alta, vora el 100%. El paràmetre VSWR es descriu a partir de l'S11 com

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.6)$$

On el coeficient de reflexió  $\Gamma$  és la relació entre l'amplitud de l'ona reflectida i l'amplitud de l'ona incident.

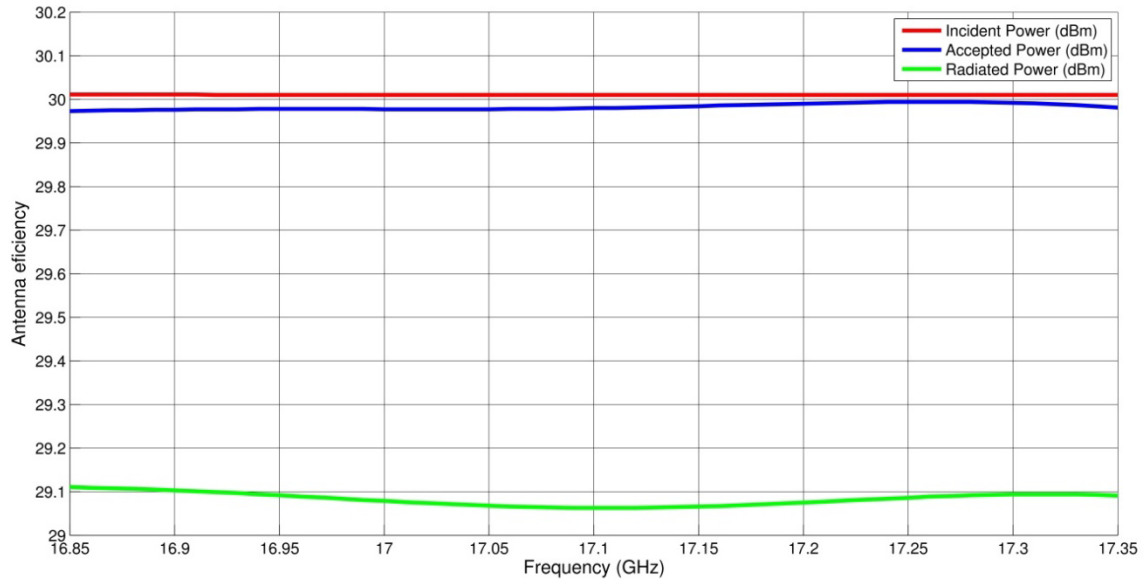
El pitjor valor de les pèrdues de retorn és a les freqüències baixes de la banda de treball, vora els 21 dB ( $\Gamma = 0.089$ ). En aquest valor el VSWR és de 1.195, molt proper a 1, significant que la diferència entre l'amplitud entre l'ona incident i la reflectida és molt petita. Com més gran sigui aquesta diferència més gran serà el valor del VSWR.

#### 4.3.1.4. Eficiència de l'antena

A partir del coeficient de reflexió es pot calcular la eficiència de reflexió, és a dir, la quantitat de potència acceptada a partir de la incident.

$$e_{ref} = P_{acc}/P_{inc} \times 100 = (1 - |\Gamma|^2) \times 100 \quad (4.7)$$

Per exemple, l'eficiència en la freqüència central 17.1 GHz ( $\Gamma = 0.0859$ ) és del 99.26%. Però això no significa que tota la potència acceptada per l'antena sigui radiada, una part d'aquesta serà perduda en forma de calor.

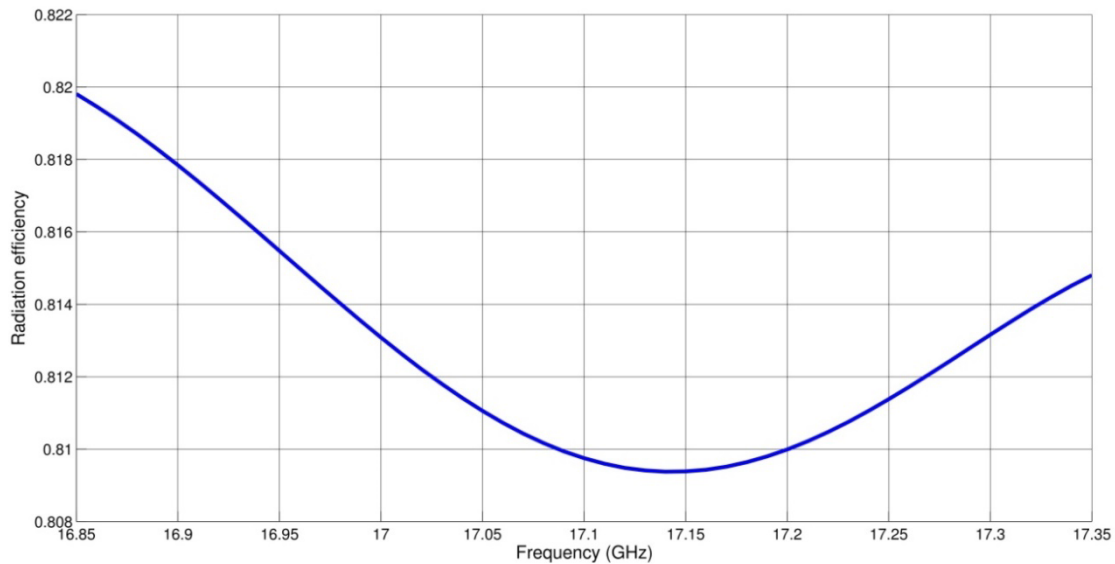


**Fig. 4.15** Eficiència de l'antena array

La potència perduda en la radiació és la diferència entre la potència acceptada i la radiada. En aquest cas, les potències acceptada i radiada del disseny de l'antena són 29.89 dBm i 29.06 dBm respectivament, la diferència entre aquestes és de 22.77 dBm. Mitjançant aquestes es calcula l'eficiència de radiació de l'antena.

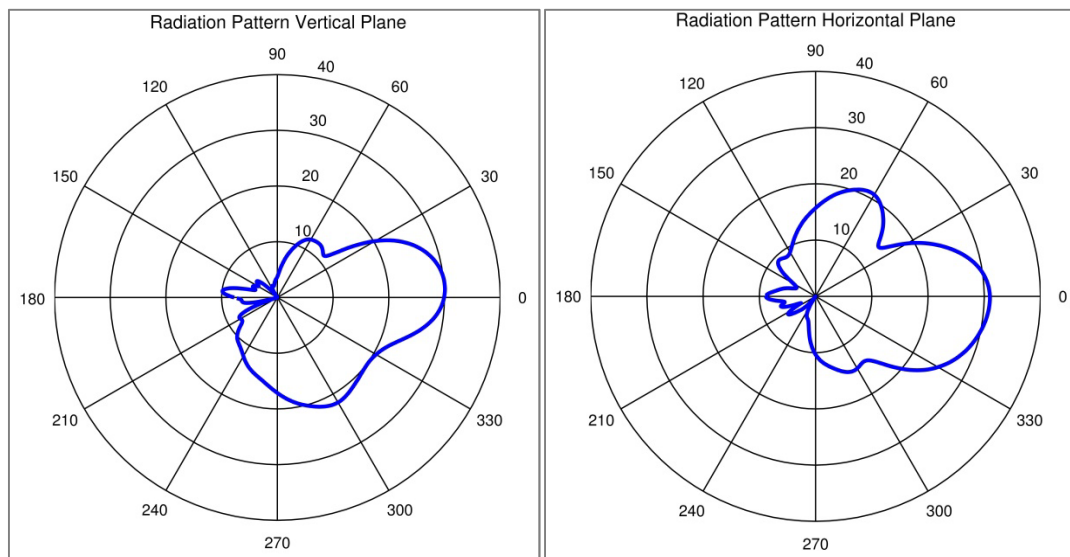
$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{loss}} \times 100 = 80.97\% \quad (4.8)$$

En la figura 4.16 s'observa l'eficiència de la radiació en funció de la freqüència; en tota la banda proposada és superior al 80%. L'eficiència total de l'antena es calcula mitjançant el producte de l'eficiència de reflexió i la de radiació; l'eficiència de l'antena simulada és del 80.4% a la freqüència de 17.1 GHz.



**Fig. 4.16** Eficiència de radiació de l'antena array

#### 4.3.1.5. *Patró de radiació*



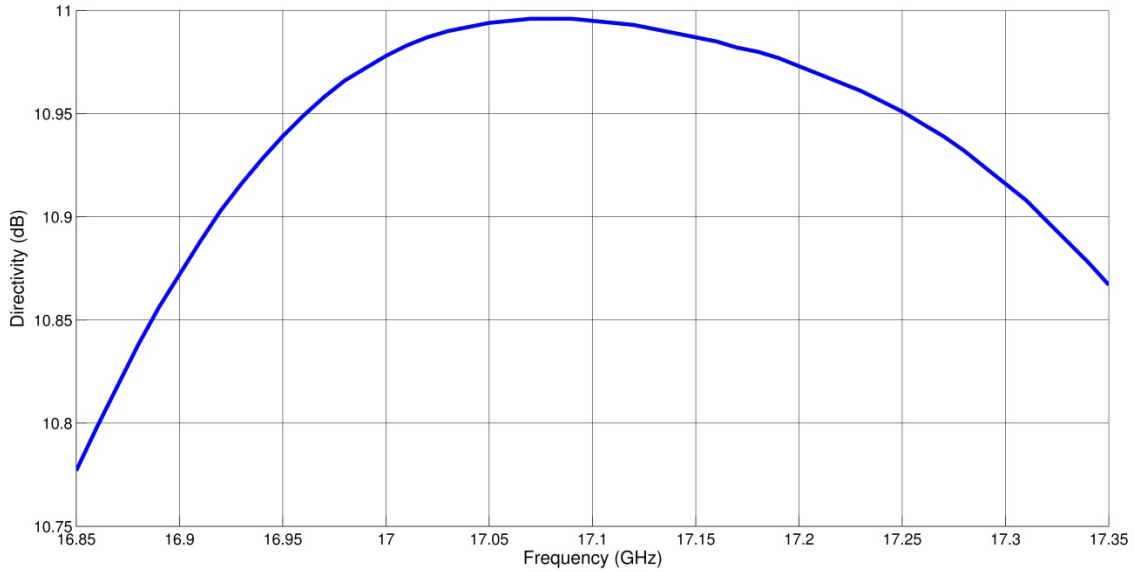
**Fig. 4.17** Patró de radiació de l'antena array (17.119 GHz)

En el patró de radiació s'observa un lòbul secundari molt elevat, adjacent al lòbul principal. Aquest fet és degut a la radiació de les línies de transmissió i el seu acoblament, a més, afegeixen un petit desfasament al lòbul principal respecte l'angle  $\theta = 0$ .

#### 4.3.1.6. *Directivitat*

La intensitat de radiació de l'antena la observem amb la directivitat, aquesta és [8] la relació entre la intensitat donada en un cert angle i la mitjana de la

potència de radiació. Pels angles  $\theta = 0, \varphi = 0$  s'observa que la directivitat és per sobre dels 10.85 dB en la banda freqüencial proposada.



**Fig. 4.18** Directivitat de l'antena array ( $\varphi = 0^\circ, \theta = 0^\circ$ )

Avaluant el patró de radiació de l'antena i la directivitat simulada s'afirma que l'antena resultant és molt directiva i amb bon guany en intensitat respecte la intensitat isotròpica.

#### 4.3.1.7. Guany

Pel que fa el guany absolut, aquest és la relació entre la intensitat de radiació donada en una direcció entre la intensitat de radiació que s'obtindria si la potència acceptada per l'antena fos radiada de manera isotròpica. Per les antenes amb polarització circular [9], el guany absolut d'una polarització circular pura fa referència a una font isotròpica circularment polaritzada (dBic), expressada com (en aquest cas  $G_{sim}$  representa l'antena simulada)

$$G_{sim}(dBic) = G_0 + 3dB \quad (4.9)$$

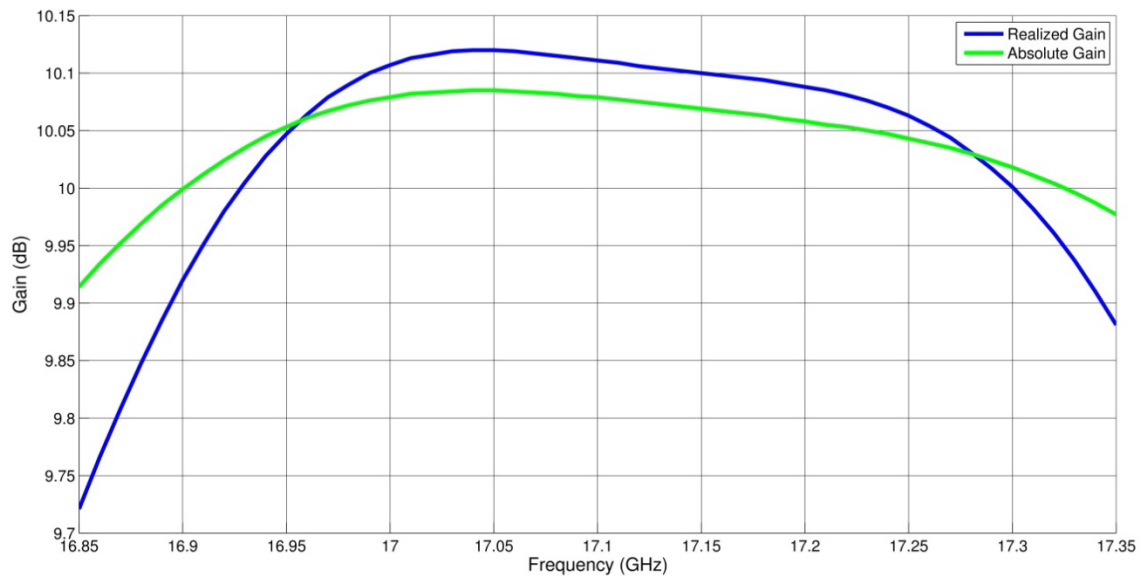
L'increment de 3 dB representa la diferència entre la potència rebuda per una antena isotròpica lineal i una antena isotròpica circularment polaritzada. Però també s'ha d'aplicar un factor de correcció al guany absolut per compensar l'efecte de la polarització creuada, ja que la polarització no és realment circular sinó el·líptica.

$$G_c(dB) = 20 \log_{10}[0.5(1 + 10^{-AR/20})] \quad (4.10)$$

En conclusió, el guany de l'antena simulada és calculada amb l'expressió

$$G_{sim}(dBic) = G_0 + G_C + 3dB \quad (4.11)$$

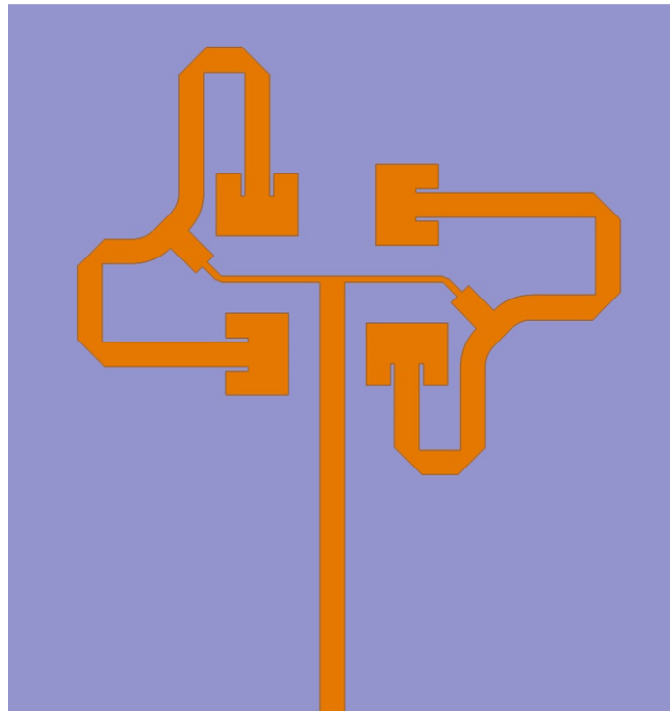
El programa HFSS aplica aquest increment de 3 dB i el factor de correcció, fet que explica el perquè el guany absolut és inferior al guany realitzat. Degut a l'efecte de l'axial ratio, aquest dependent de la freqüència, el factor de correcció resta en guany. Aquest és el resultat de la relació entre la intensitat de radiació donada en una direcció i la intensitat de radiació que s'obtindria si la potència d'entrada de l'antena fos radiada de manera isotròpica. Com que la potència acceptada per l'antena és lleugerament inferior que la potència incident, el guany absolut acostuma a ser superior al guany realitzat.



**Fig. 4.19** Guany de l'antena array ( $\varphi = 0^\circ$ ,  $\theta = 0^\circ$ )

#### 4.3.2. Antena array amb polarització esquerra

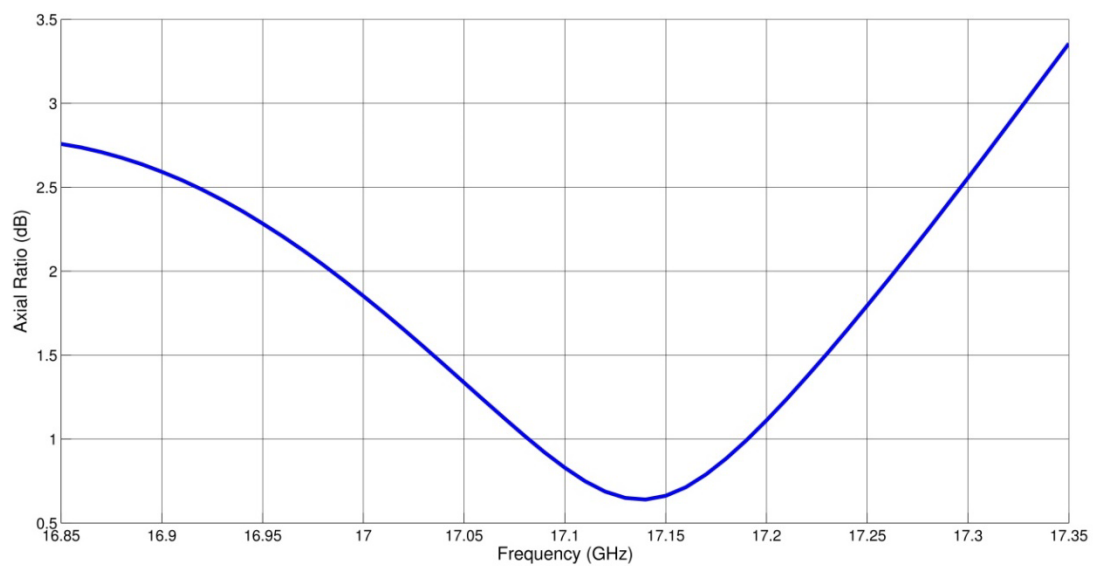
Com s'ha demostrat, per tal d'aconseguir l'array amb la polarització inversa (LHCP) només cal invertir el disseny respecte l'eix Y, d'aquesta manera s'inverteix el sentit del desfasament seqüencial en l'alimentació. Al tenir la mateixa forma i mateixes mesures es poden preveure resultats molt similars, pràcticament idèntics, als de l'antena germana.



**Fig. 4.20** Disseny de l'antena array LHCP

A continuació es mostren alguns dels resultats simulats amb el programa HFSS per demostrar que l'antena amb la polarització inversa manté les propietats proposades.

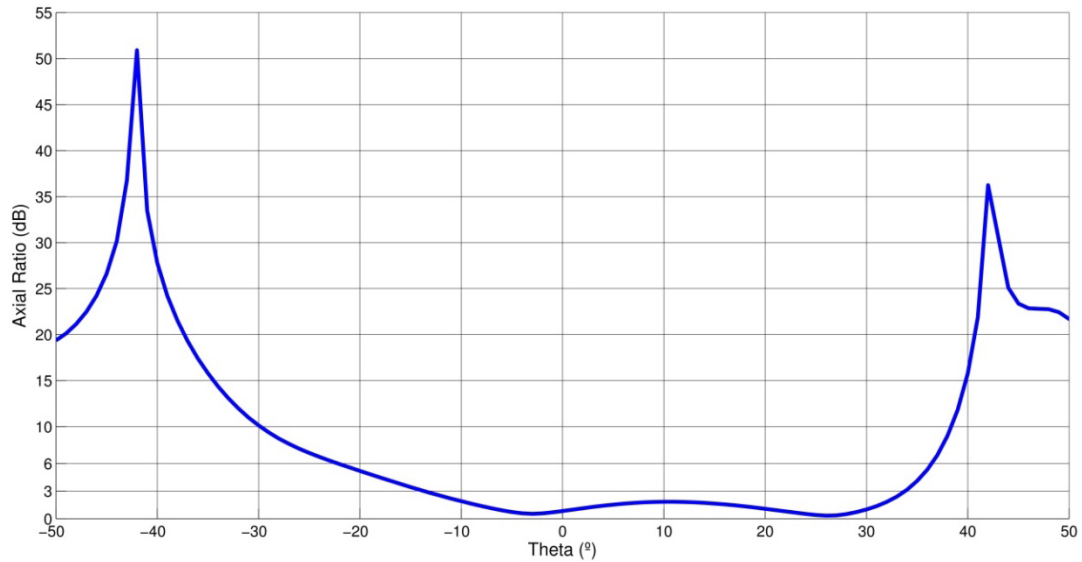
#### 4.3.2.1. *Axial Ratio*



**Fig. 4.21** Ample de banda en l'Axial Ratio

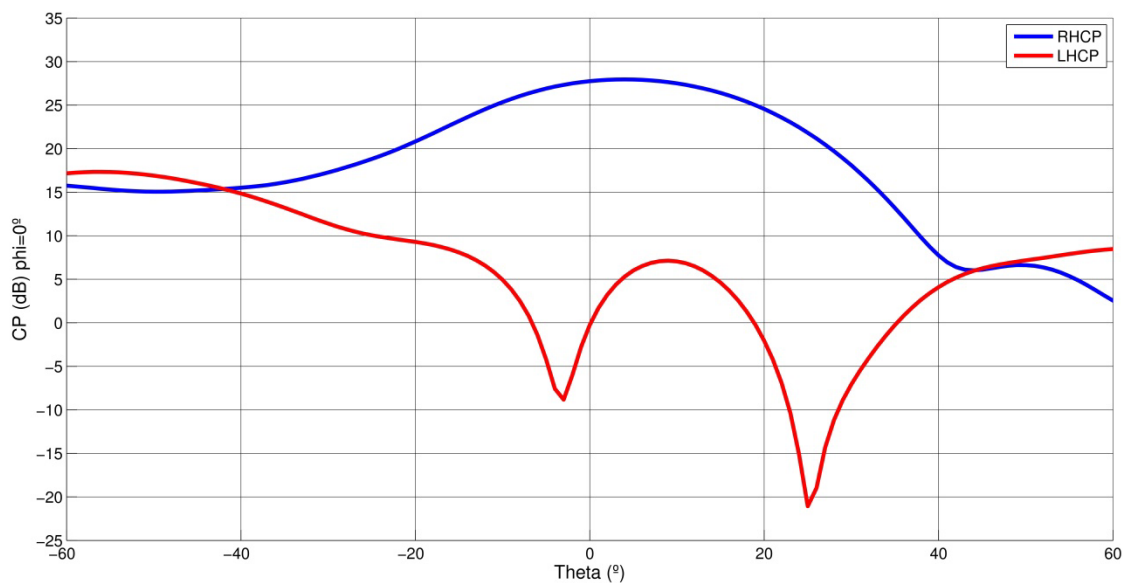


L'axial ratio aconseguit és quasi el mateix, amb un ample de banda suficientment bo, igual que l'amplada de feix. En la figura 4.23 s'observa el canvi de polarització mantenint la discriminació de la polarització creuada. El patró de radiació és el mateix; el patró en el pla horitzontal és invers respecte el de l'antena inicial (RHCP), sent un resultat lògic perquè l'antena array s'ha invertit respecte l'eix vertical.



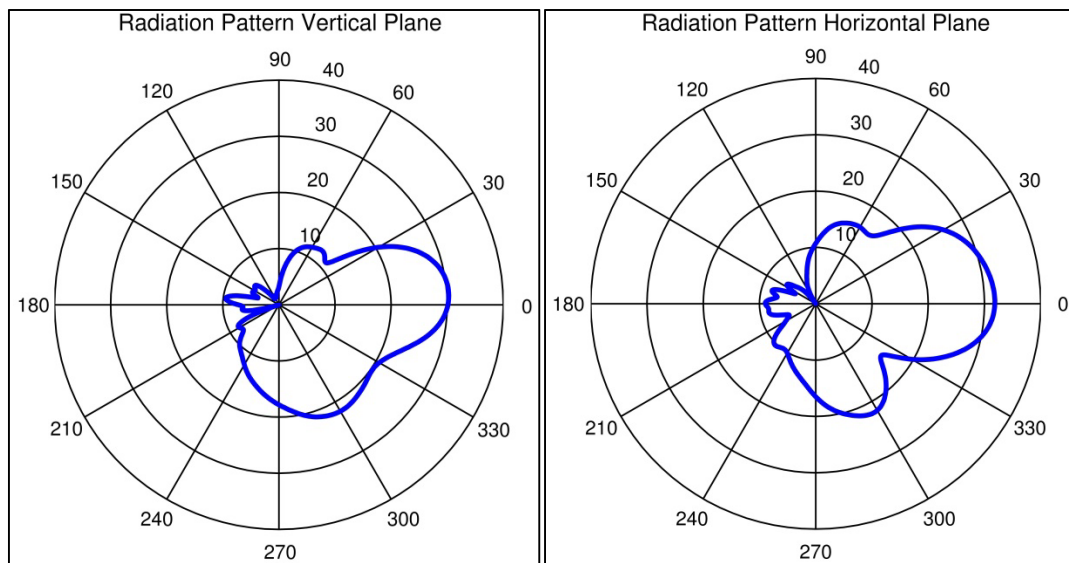
**Fig. 4.22** Amplada de feix en l'Axial Ratio (17.119 GHz)

#### 4.3.2.2. Sentit de la polarització circular



**Fig. 4.23** Polaritzacions circulars per  $\varphi = 0^\circ$

#### 4.3.2.3. *Patró de radiació*



**Fig. 4.24** Patró de radiació de l'antena array (17.119 GHz)

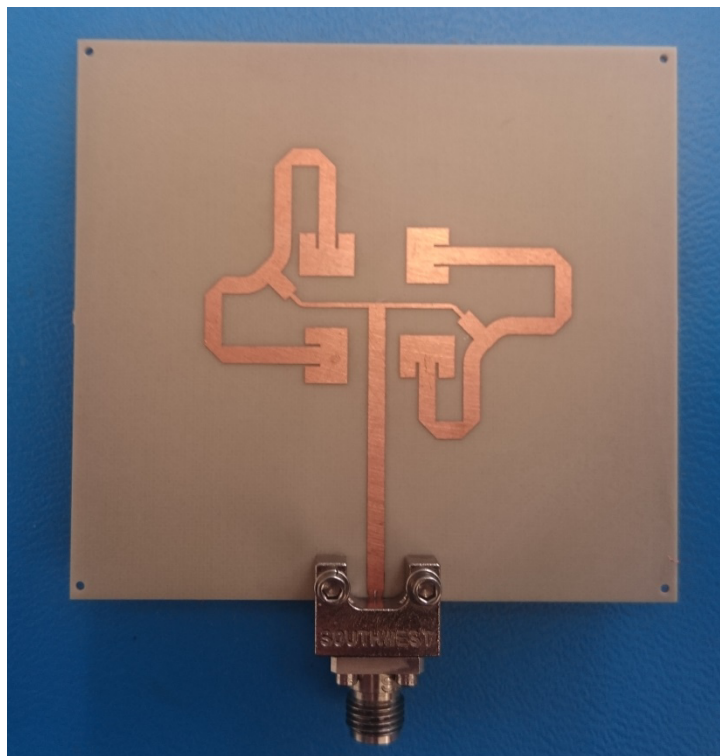
La figura del patró de radiació obtinguda és la mateixa que per l'antena amb polarització inversa, amb el detall que el patró en el pla horitzontal ha estat invertit respecte l'eix Y.

Observant aquests resultats es pot concloure que la resta de propietats seran similars o iguals a les de l'antena inicial.

## 5. FABRICACIÓ I MESURAMENT DE L'ANTENA ARRAY EN MICROSTRIP

En aquest últim capítol es descriu el mètode de fabricació i mesurament de l'antena, i els resultats obtinguts de les simulacions que s'han pogut realitzar. En aquest projecte ha quedat pendent les mesures del guany i de les eficiències en la polarització de les dues antenes, a causa de la manca d'una antenna estàndard operativa a una freqüència situada dins l'ample de banda desitjat i del temps disponible del personal del CTTC. Tot i això, s'explica la manera com es podrien prendre aquestes mesures.

### 5.1. Fabricació de l'antena



**Fig. 5.1** Antena LHCP fabricada

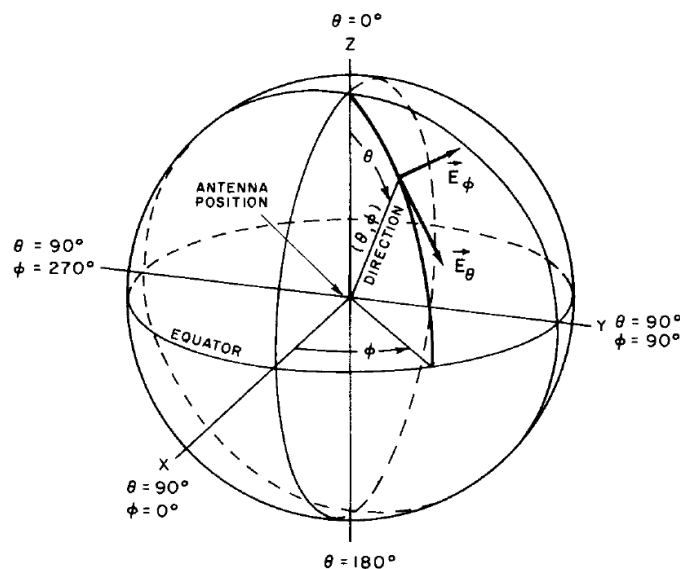
Per a la fabricació de l'antena s'ha utilitzat una placa amb dielèctric Arlon 25N, un substrat de fibra de vidre amb una constant dielèctrica molt estable a la banda Ku. La placa s'ha retallat prèviament amb una impressora de circuits impresos en placa i s'han realitzat quatre punts als vèrtex com a punts de referència. El disseny de l'array ha estat imprès amb una Protolaser S de LPFK. Aquesta ofereix molta més precisió que un sistema mecànic, sense utilitzar processos químics, i és ideal per circuits de microones.

## 5.2. Mesurament de l'antena

### 5.2.1. Sistema de coordenades esfèriques

Per a la mesura d'una antena s'estableix un sistema de coordenades esfèriques estàndard. En la figura 5.2 es mostra el sistema típic i aplicat en aquest projecte. El sistema de coordenades aplicat i el procediment en el mesurament de l'antena és el determinat en l'estàndard de procediments de proves per antenes de l'IEEE [10].

Per a caracteritzar l'antena es mesura l'amplitud relativa, la fase, la polarització, el guany, etc., i la representació d'aquestes propietats de radiació en funció de les coordenades en l'espai es defineixen com a patró de radiació. En la presa de mesures, la distància entre l'antena sota test i el punt de mesura és fixa; només són variables els dos angles de les coordenades. Normalment, la freqüència de treball de l'antena també és tractat com un paràmetre, com és el cas, i es realitza una escombrada en freqüència.



**Fig. 5.2** Sistema de coordenades esfèriques

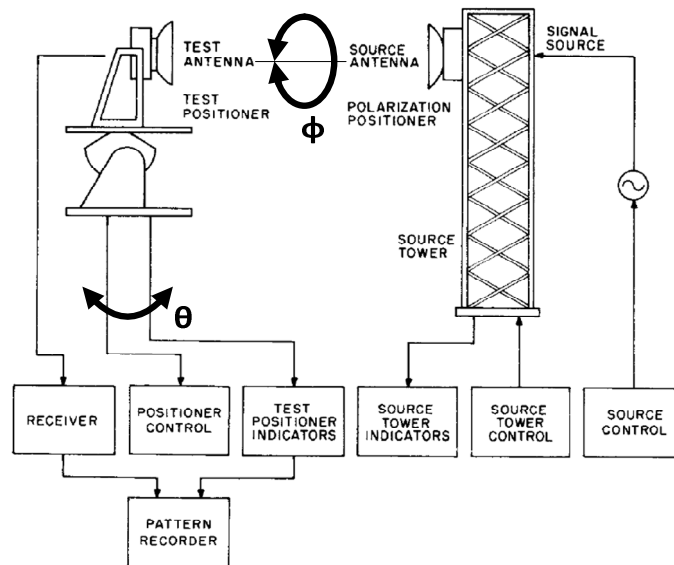
### 5.2.2. Cambra anecoica

La cambra anecoica utilitzada per a mesurar l'antena és una cambra rectangular que utilitza un material absorbent, normalment escuma de poliuretà impregnat de carbó activat, i permet simular l'antena amb unes condicions d'espai lliure de pèrdues i considerant la zona allunyada.

L'instrumentari requerit per a la mesura d'una antena es classifica en cinc sistemes:

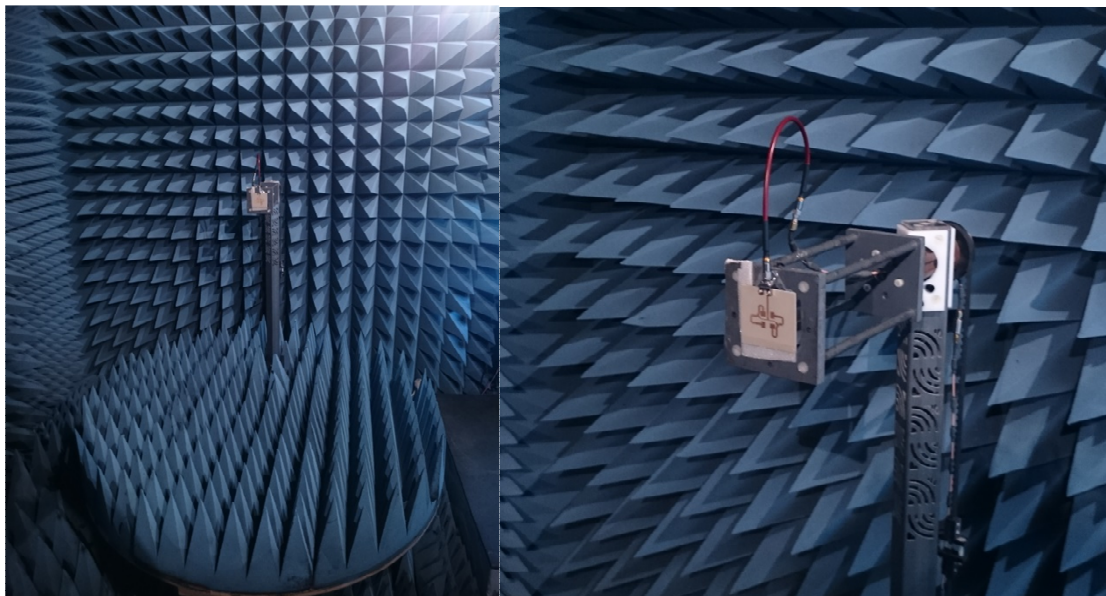
- Antena font i sistema de transmissió
- Sistema de recepció

- Sistema de posicionament
- Sistema de captació
- Sistema de processament de dades



**Fig. 5.3** Diagrama de blocs del sistema de mesurament d'antenes

Excepte el sistema de posicionament, que està format per la unitat de control i el motor de la cambra, tots els sistemes formen part o estan controlats per l'analitzador de xarxa, juntament amb les dues antenes. En aquestes mesures, com a antena font s'utilitza una antena linealment polaritzada operativa a la banda Ku.



**Fig. 5.4** Cambra anecoica del CTTC amb l'antena array fabricada

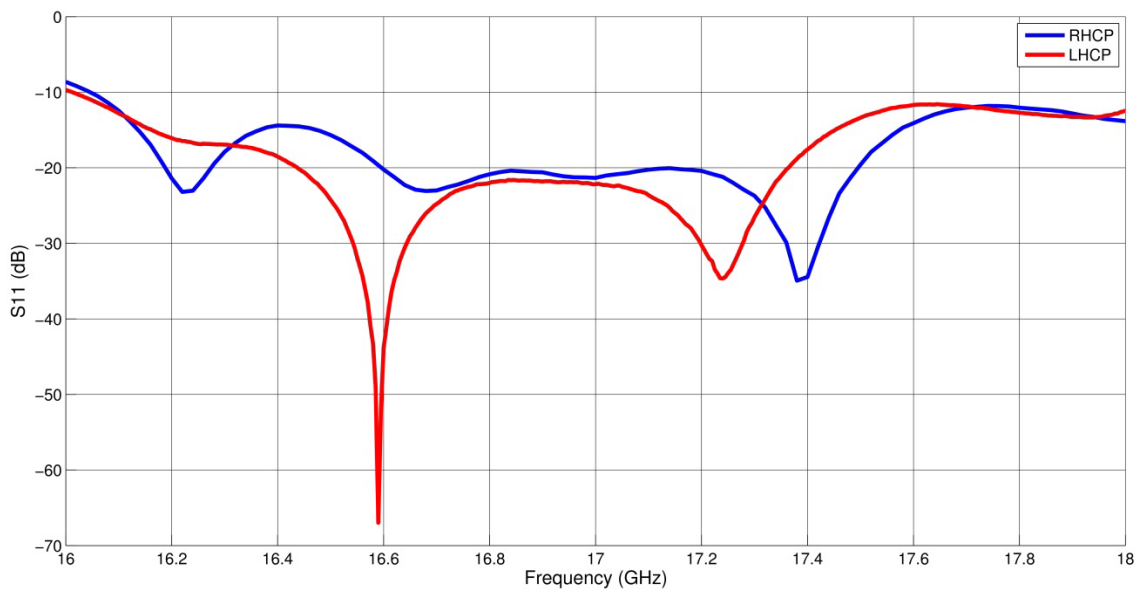
La cambra anecoica consta d'una taula rodona que permet rotar l'antena sota test en l'angle zenital, mentre que l'azimutal es genera rotant l'antena en sí mateix mantenint la direcció de propagació en un punt. D'aquesta manera es poden mesurar els patrons de radiació en els diferents plans. El pla vertical està en funció del angle  $\theta$  quan  $\varphi = 0$ , mentre que el pla horitzontal s'obté per  $\varphi = \pi/2$ .

### 5.3. Resultats del mesurament

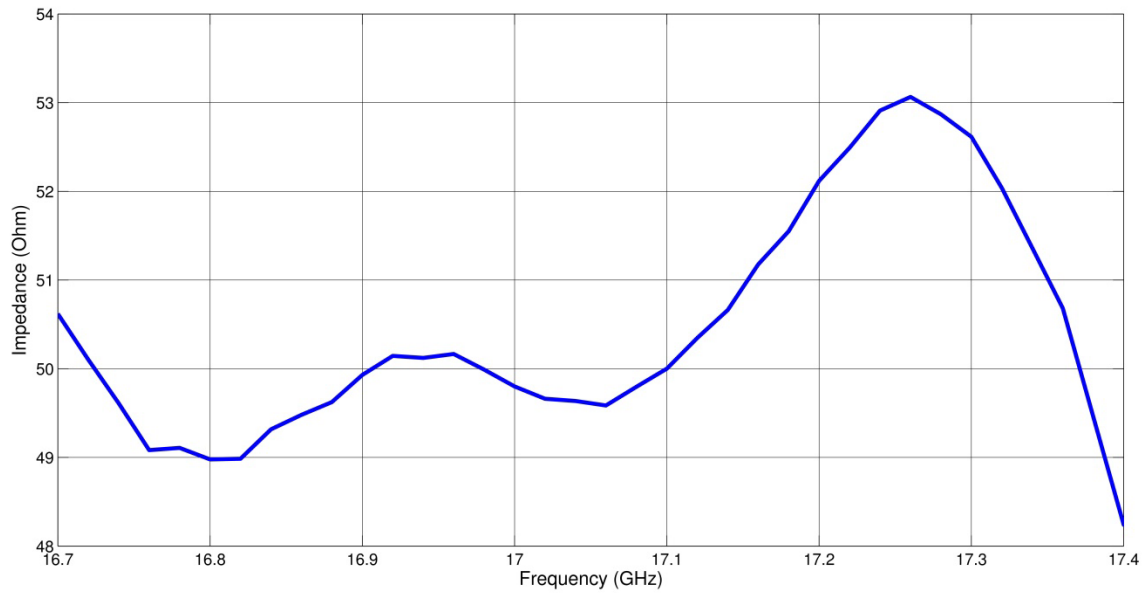
#### 5.3.1. Resultats de la simulació en la cambra anecoica

##### 5.3.1.1. Adaptació de l'antena

L'adaptació de les dues antenes ha estat mesurada amb l'analitzador de xarxes. A continuació es mostren els resultats obtinguts del coeficient de reflexió i de la impedància d'entrada d'una de les antenes.



**Fig. 5.5** S11 de les antenes

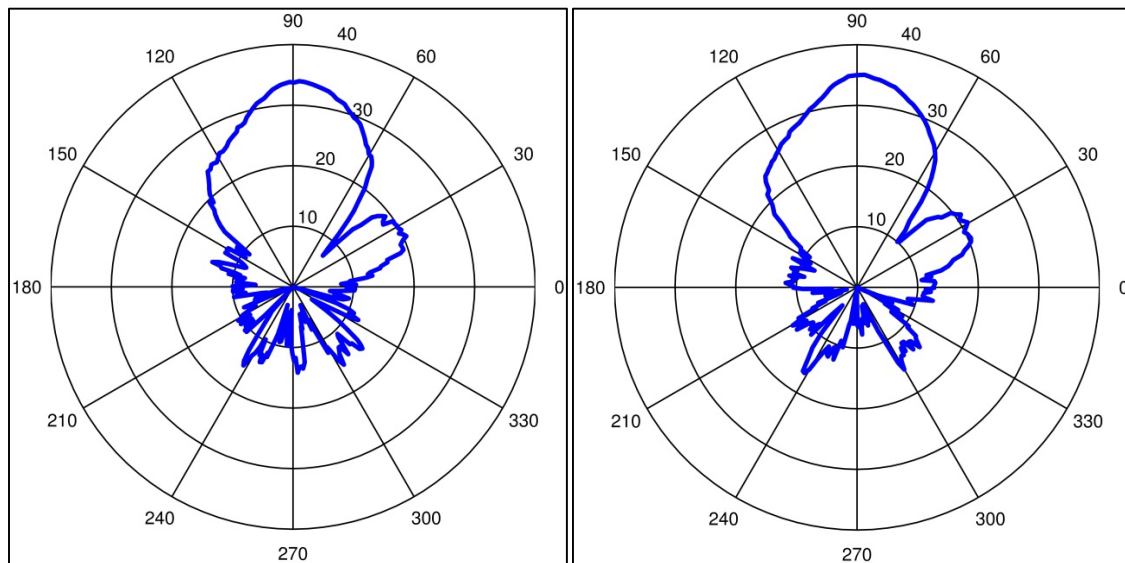


**Fig. 5.6** Impedància d'entrada de l'antena amb polarització circular dreta

Comparant-los amb els resultats de les simulacions del disseny en HFSS, els obtinguts són molt semblants, per tant, els desitjats.

#### 5.3.1.2. *Patró de radiació*

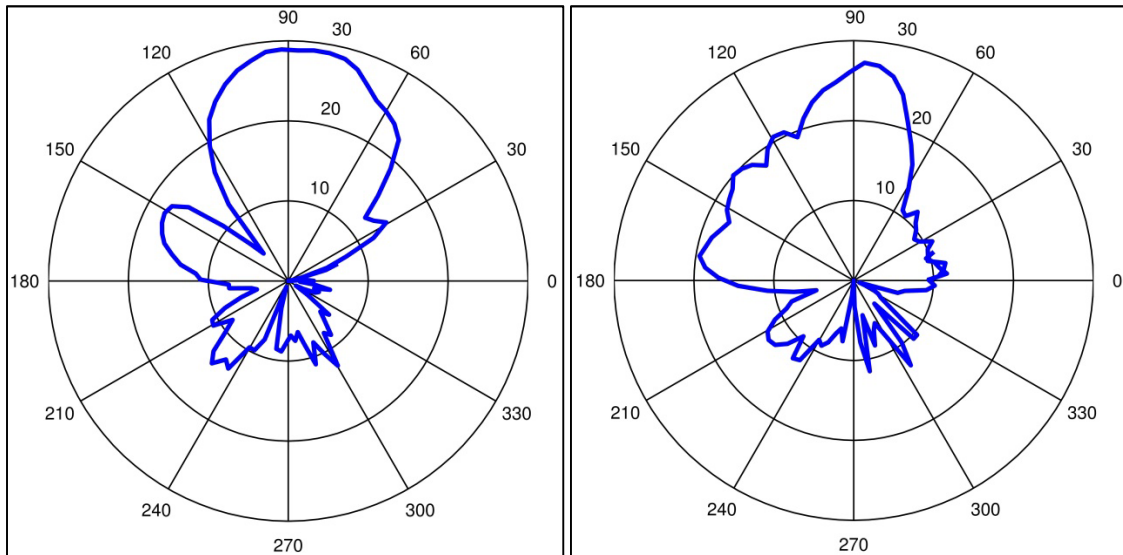
S'ha mesurat les dues antenes circularment polaritzades amb la cambra anecoica. A continuació es mostren els patrons de radiació obtinguts, uns resultats lògics tenint en compte les simulacions.



**Fig. 5.7** Patró de radiació de l'antena amb polarització dreta; a l'esquerra pla vertical, a la dreta pla horitzontal



El dibuix del patró de radiació de l'antena amb polarització circular esquerra obtingut difereix una mica amb l'esperat. Aquest resultat és degut a que l'antena sota test no està perfectament alineada amb l'antena font; però ens dóna una idea de com és en realitat. Cal comentar que, degut a la mida de l'antena, ha estat difícil col·locar-la en el suport de la cambra anecoica i alinear-la correctament amb l'antena font.

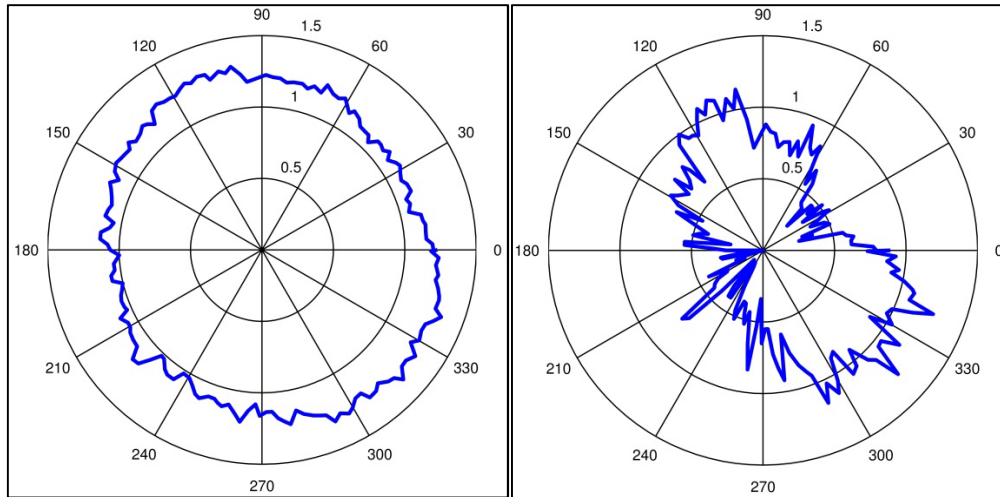


**Fig. 5.8** Patró de radiació de l'antena amb polarització esquerra; a l'esquerra pla vertical, a la dreta pla horitzontal

#### 5.3.1.3. Axial Ratio

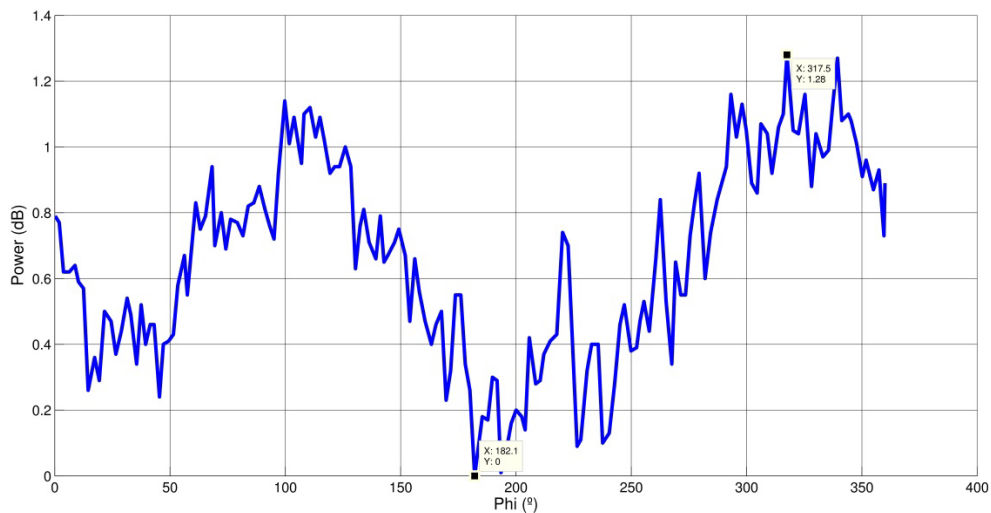
La magnitud de l'axial ratio de l'antena s'ha determinat mitjançant el patró de polarització; aquest però no determina el sentit de la polarització. El mètode utilitzat consisteix en rotar l'antena sota test, o l'antena emissora, en el pla normal a la direcció de propagació. En aquest tipus de mesura és indiferent quina antena és la transmissora i quina la receptora. El dibuix representa la magnitud de la potència en recepció en funció de l'angle  $\varphi$ , que determina l'angle d'inclinació, per a un determinat angle  $\theta$  i una freqüència en concret.





**Fig. 5.9** Patró de polarització per  $\theta = 0$  a 17.1 GHz; a l'esquerra la magnitud en lineal; a la dreta la magnitud en dB

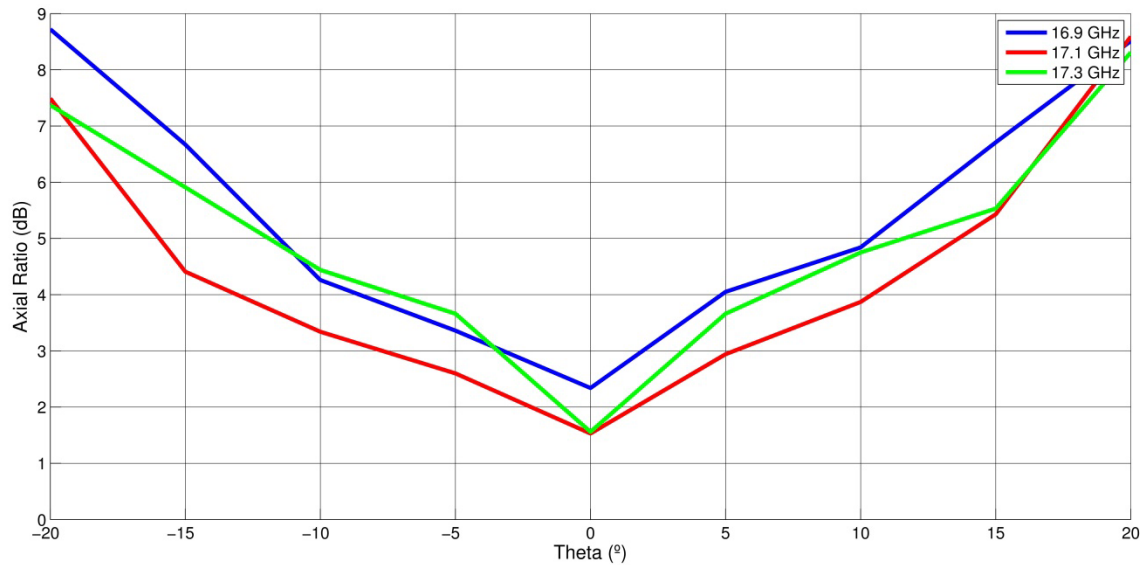
El patró de polarització obtingut descriu una el·lipse irregular, apropant-se a una circumferència. Amb aquest fet es pot intuir que la polarització circular és pròxima. Els valors representats són el guany respecte el valor de referència (0 dB) en un determinant angle d'inclinació. Al obtenir una forma irregular, com a magnitud de l'axial ratio es considera el valor màxim obtingut, en el cas de les figures és 1.28 dB.



**Fig. 5.10** Patró de polarització per  $\theta = 0$  a 17.1 GHz

Per a obtenir l'amplada de feix en la relació axial s'ha mesurat el patró de radiació per a diferents valors de  $\theta$ , escollint el valor màxim en cada cas. Per a

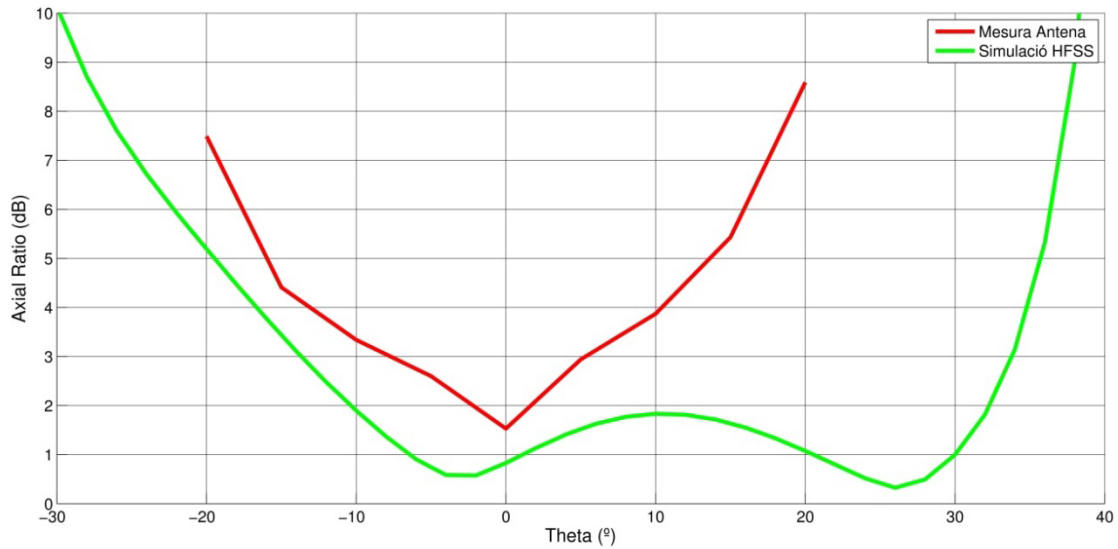
comprovar que l'antena és operativa en l'ample de banda proposat, s'ha mesurat el patró de polarització en els límits freqüencials 16.9 GHz i 17.3 GHz.



**Fig. 5.11** Axial Ratio Beamwidth

Per  $\theta = 0$ , els valors d'axial ratio són per sota els 3 dB; però l'amplada de feix és força reduït respecte la simulació de l'antena en HFSS. En aquests empitjoraments dels resultats hi participen diversos factors: la radiació i l'acoblament de les línies de transmissió (més elevades que les simulades amb el software) amb els elements, incrementant la polarització ortogonal; les pèrdues del conductor produeixen una menor eficiència de radiació; la situació de l'antena a mesurar dins la cambra anecoica, com s'ha dit, de difícil col·locació; i fins i tot, el possible soroll que hi pot haver i afectar en l'interior de la cambra anecoica.

Malgrat això, en la freqüència central el resultat obtingut és bastant acceptable, amb un beamwidth superior als  $10^\circ$ . De totes maneres, si no fóssim tant rigorosos i consideréssim el llindar a 6 dB, els resultats serien prou satisfactoris.



**Fig. 5.12** Comparació de l'Axial Ratio Beamwidth a 17.1 GHz entre la mesura real i la simulació en HFSS

#### 5.3.1.4. Guany

Per a mesurar el guany de l'antena s'ha d'utilitzar el mètode de la comparació, utilitzant una antena estàndard de la qual es coneix el guany i el coeficient de reflexió. La potència rebuda per l'antena estàndard i l'antena sota test han de ser mesurades en les mateixes condicions.

Per a obtenir el guany de l'antena testejada se segueix la següent relació

$$G_T = \frac{P_T(1 - |\Gamma_S|^2)}{P_S(1 - |\Gamma_T|^2)} G_S \quad (5.1)$$

El guany de l'antena sota test és el producte entre el guany de l'antena estàndard, el guany mesurat en la simulació i el paràmetre resultant a partir de la relació de les eficiències de reflexió de l'antena estàndard i l'antena sota test.

$$G_T(dB) = G_S(dB) + 10\log\left(\frac{P_T}{P_S}\right) - 10\log\left(\frac{1 - |\Gamma_T|^2}{1 - |\Gamma_S|^2}\right) \quad (5.2)$$

Per a obtenir el guany de l'antena circularment polaritzada es mesuren els guanys en el pla vertical i horitzontal, calculant la suma d'ambdós.

Desafortunadament, per a aquest projecte no s'ha pogut comptar amb una antena estàndard operativa en la banda freqüencial Ku.

### 5.3.1.5. Eficiència de la polarització

Una manera de mesurar la qualitat de la polarització circular és calculant el factor de pèrdua de la polarització (o eficiència de la polarització). Aquest factor és la relació entre la potència rebuda per una antena i la transmesa des d'una altra en un pla donat, considerant les seves direccions de propagació i amb una polarització arbitrària per les dues antenes.

Si les dues antenes tenen la mateixa polarització lineal, orientades amb el mateix angle i ajustades per a una màxima potència de recepció, el factor de pèrdues de polarització és 1. Per contra, si una de les dues antenes estigués rotada 90°, el factor seria 0, és a dir, no es rebria cap senyal.

En el nostre cas, per a predir el resultat es pot calcular el sumatori dels camps elèctrics entre les dues antenes fabricades, quan aquestes estiguessin cara a cara amb les direccions de propagació en l'eix z.

$$\bar{E} = E_o(j\hat{x} - \hat{y})e^{-jkz} + E_o(j\hat{x} + \hat{y})e^{jkz} = 2E_o\hat{x} \cos(kz) \quad (5.3)$$

El resultat del sumatori és un camp amb polarització lineal. Per tant, l'antena receptora no hauria de rebre senyal per part de l'antena emissora.

## 6. CONCLUSIONS

Aquest capítol està dedicat a explicar les conclusions a les que s'han arribat durant la realització del projecte i en el final d'aquest.

El projecte ha tractat de descriure el procediment per al disseny i la fabricació d'un conjunt d'antenes, a partir d'elements linealment polaritzats, amb polarització circular. A partir del disseny d'un element simple, s'ha explicat la teoria necessària i la metodologia per aconseguir els resultats proposats. Un cop assimilades, s'ha aplicat per al disseny final de l'antena array.

La utilització de la tecnologia microstrip és beneficiosa per al disseny de circuits de radiofreqüència i d'antenes perquè, com s'ha pogut comprovar, mitjançant el programari adient es poden crear estructures molt òptimes amb uns resultats molt pròxims a la realitat. Un exemple d'aquests resultats es pot veure amb la comparació del paràmetre S11 del disseny en HFSS i de les antenes reals (**Fig. 4.13** i **Fig. 5.5**).

Els resultats obtinguts en les simulacions es consideren satisfactoris, sent uns resultats molt típics per una antena d'aquestes característiques. Un dels paràmetres amb el que més s'ha insistit, considerant-se principal (sense oblidar la resta de paràmetres) ha estat l'ample de banda en la relació axial. Era important aconseguir l'ample de banda proposat amb la polarització circular perquè d'aquest depenia l'adaptació amb les bandes freqüencials en les que opera el radar. El següent paràmetre a tenir en compte ha estat l'amplada de feix en la relació axial, ja que aquest defineix el rang angular en que les antenes poden captar potència rebuda.

Com s'ha explicat, el projecte no consta de les mesures del guany i de l'eficiència de la polarització. Tot i així, la metodologia ha quedat explicada mostrant com s'hauria de procedir.

Pel que fa als resultats de les mesures de les antenes fabricades, es consideren bons perquè compleixen els propòsits. S'aconsegueix un bon axial ratio a la banda freqüencial d'entre 16.9 i 17.3 GHz, mentre que el radar treballa a una banda de 300 MHz, es té un patró de radiació coherent pel tipus d'antena i una relació axial en funció de l'angle suficientment ample; encara que aquest últim ha estat el resultat més ajustat, el millor resultat d'axial ratio està amb una amplada en l'angle  $\theta$  de poc més de  $10^\circ$  en la freqüència central.

S'ha arribat a la conclusió que els resultats són òptims per a que en un futur les dues antenes es puguin provar amb el radar en funcionament.

Encara que els resultats es tinguin per bons, podrien ser millorables. Per exemple, separant encara més les línies de transmissió dels elements radiant, però mantenint la col·locació i la separació entre ells, es podria millorar la eficiència de radiació. A més, es reduiria la polarització creuada i augmentaria la qualitat de la polarització circular.

## 7. REFERÈNCIES

- [1] Luzi, G.; González, M. C. "A radar-based monitoring of the Collserola Tower (Barcelona), *Mechanical Systems and Signal Processing*, vol. 49, 234-248 (2014).
- [2] Balanis, C. A., *Antenna Theory Analysis and Design*, 3a Ed., John Wiley & Sons Inc., Nova York (2005).
- [3] Toh, B. Y.; Cahill, R.; Fusco, V. F., "Understanding and Measuring Circular Polarization", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 46, 313-318 (2003).
- [4] Huang, J., "A technique for an array to generate circular polarization with linearly polarized elements", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 34, 1113-1124 (1986).
- [5] Sahalos, J. N., "Arrays of Discrete Elements", Cap. 3 en *Antenna Engineering Handbook*, J. L. Volakis, (2007).
- [6] Pozar, D. M., *Microwave Engineering*, 4a Ed., John Wiley & Sons, Inc. New York (2012).
- [7] Kalialakis, C. "A low cost CP printed antenna array for portable L-band satellite data terminals", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 55, 2015-2019 (2013).
- [8] Kraft, U. R., "Main-Beam Polarization Properties of Four-Element Sequential-Rotation Arrays with Arbitrary Radiators", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 44, 515-522 (1996).
- [9] Hall, P. S.; Huang, J.; Rammos, E.; Roederer, A., "Gain of circularly polarised arrays composed of linearly polarised elements", *Electronic Letters*, vol. 25, 124-125 (1989).
- [10] *IEEE Standard Test Procedures for Antennas*, IEEE Standard 149 (1979) (R2008).

## 8. ANNEXOS

### ANNEX I

#### Propietats de l'ARLON 25N

Standard Laminate Thickness (inches)	
25N	Tolerance
0.0060	±0.0007
0.0080	±0.0010
0.0100	±0.0010
0.0120	±0.0015
0.0180	±0.0020
0.0200	±0.0020
0.0240	±0.0020
0.0300	±0.0030
0.0600	±0.0040

Fig. 8.1 Gruix del laminat estàndard

Typical Properties: 25N			
Property	Test Method	Condition	25N
Dielectric Constant @10GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	3.38
Dissipation Factor @10 GHz	IPC TM-650 2.5.5.5	C23/50	0.0025
Thermal Coefficient of Er (ppm/°C)	IPC TM-650 2.5.5.5 Adapted	-10°C to +140°C	-87
Peel Strength (lbs./in)	IPC TM-650 2.4.8	After Thermal Stress	5
Volume Resistivity (MΩ-cm)	IPC TM-650 2.5.17.1	A	1.98 x10 <sup>9</sup>
Surface Resistivity (MΩ)	IPC TM-650 2.5.17.1	A	4.42 E8
Tensile Strength (kpsi)	ASTM D-882	A, 23°C	16.1
Flexural Strength (psi)	ASTM D-790	A, 23°C	30195
Density (g/cm <sup>3</sup> )	ASTM D-792 Method A	A, 23°C	1.7
Water Absorption (%)	IPC TM-650 2.6.2.1	E1/105 + D24/23	0.09
Coefficient of Thermal Expansion (ppm/°C) X Axis Y Axis Z Axis	IPC TM-650 2.4.24	Before Tg	15 15 52
Thermal Conductivity	ASTM E-1225	100°C	0.45
Outgassing Total Mass Loss (%) Collected Volatile Condensable Material (%) Water Vapor Recovered (%) Visible Condensate (±)	ASTM E-595-90 Maximum 1.00% Maximum 0.10%	125°C, ≤10 <sup>-6</sup> torr	0.17 0.01 0.02
Flammability UL File E 80166	UL 94 Vertical Burn IPC TM-650 2.3.10	C48/23/50, E24/125	N/A

Fig. 8.2 Propietats típiques de l'Arlon 25N

## ANNEX II

### Definició de la polarització circular a partir de la polarització d'un vector complex

Hem vist que l'objectiu del projecte és dissenyar un array amb polarització circular mitjançant elements lineals. Doncs, per la senzillesa, descriurem primer la polarització circular a partir de la polarització d'un vector complex. Suposem un pla XY que conté un vector complex:

$$\vec{E} = E_{ox}\hat{x} + E_{oy}\hat{y} \quad (8.13)$$

En un cas en que les components  $E_{ox}$  i  $E_{oy}$  tenen la mateixa fase  $\varphi$ , aquest vector és un vector real amb components reals, representant una direcció en l'espai.

$$E_{ox} = |E_{ox}|e^{j\varphi}, \quad E_{oy} = |E_{oy}|e^{j\varphi} \quad (8.14)$$

$$\vec{E} = \{|E_{ox}|\hat{x} + |E_{oy}|\hat{y}\}e^{j\varphi} = \vec{E}_0 e^{j\varphi} \quad (8.15)$$

Per tant, el camp elèctric tindrà sempre la mateixa direcció en l'espai,

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \vec{E}_0 \cos(\omega t - kz + \varphi) \quad (8.16)$$

A mesura que transcorre el temps la longitud varia sinusoïdalment i canvia periòdicament de sentit, però sempre contingut en la mateixa direcció definida per . En aquest cas es diu que el vector està polaritzat linealment.

En el següent cas suposem que  $E_{ox}$  i  $E_{oy}$  estan en quadratura, és a dir, la diferència entre les seves fases és de  $\varphi = \pm\pi/2$ .

$$\vec{E} = \{|E_{ox}|\hat{x}e^{j0} + |E_{oy}|\hat{y}e^{\pm j\pi/2}\} \quad (8.17)$$

Desenvolupant el vector en funció del temps i amb les seves components ortogonals escrivim:

$$\vec{E}(\vec{r}, t) = \text{Re}[\vec{E}e^{j\omega t}] = \text{Re}[|E_{ox}|\hat{x}e^{j\omega t}] + \text{Re}[|E_{oy}|\hat{y}e^{j(\omega t \pm \pi/2)}] \quad (8.18)$$



$$= |E_{ox}| \hat{x} \cos(\omega t) + |E_{oy}| \hat{y} \cos(\omega t \pm \pi/2)$$

$$\bar{E}(\vec{r}, t) = |E_{ox}| \hat{x} \cos(\omega t) - (\pm) |E_{oy}| \hat{y} \sin(\omega t)$$

Es pot observar que el vector , en funció de l'espai i del temps, es mou recorrent una el·lipse en els eixos. És a dir, el vector està polaritzat el·lípticament. Aquesta polarització pot tenir dos sentits: sentit negatiu si la diferència de fase és  $\varphi = +\pi/2$  i sentit positiu si la fase és  $\varphi = -\pi/2$ . Però si la diferència de fase entre les components complexes és arbitrària el vector està polaritzat el·lípticament orientat en unes direccions que no són en els eixos i , sinó que ho està en altres direccions.

$$\bar{E} = E_{ox} \hat{x} + E_{oy} \hat{y} \quad (8.19)$$

Tornant en el cas en que la diferència de fase entre les components complexes del vector és  $\varphi = \pm\pi/2$  i el valor de l'amplitud d'aquestes és igual  $|E_{ox}| = |E_{oy}|$  l'el·lipse es transforma en una circumferència. Aquest cas concret de la polarització el·líptica s'anomena polarització circular:

$$\bar{E} = E_o (\hat{x} \pm j \hat{y}) \quad (8.20)$$

## Polarització circular en ones planes

### Polarització lineal d'una ona plana

Si suposem un cas general amb una ona plana continguda en un pla XY amb dues components i una direcció del vector del camp arbitrària, aquest vector es defineix com:

$$\bar{E} = (E_{ox} \hat{x} e^{j\varphi} + E_{oy} \hat{y} e^{j\varphi}) e^{-jkz} \quad (8.21)$$

Si les dues components estan en fase  $\varphi = 0$  se sumen per originar un vector elèctric fixat en el pla XY y en la direcció determinada per l'angle  $\alpha$  respecte l'eix x.

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{E_{oy}}{E_{ox}} \quad (8.22)$$

Aquest angle és real i, per tant, és el mateix per tots els valors de  $z$  i  $t$ . Mentre el vector mantingui aquesta direcció en l'espai, la polarització s'anomenarà lineal.

### Polarització circular d'ones planes

En el següent cas suposem la superposició de dues ones planes uniformes que es propaguen en  $z$ , una ona amb la direcció del camp elèctric en l'eix  $x$  i l'altre en l'eix  $y$ , és a dir, són ortogonal en l'espai. Aquests dos camps estan desfasats per l'angle  $\varphi$ .

$$\begin{cases} \bar{E}_1(\vec{r}) = E_{ox} e^{-jkz} e^{j0} \hat{x} \\ \bar{E}_2(\vec{r}) = E_{oy} e^{-jkz} e^{j\varphi} \hat{y} \end{cases} \quad (8.23)$$

Suposem dos camps generats per dos elements diferents, si sumem els dos camps en un:

$$\bar{E}(\vec{r}) = \bar{E}_1(\vec{r}) + \bar{E}_2(\vec{r}) = (E_{ox} \hat{x} e^{j0} + E_{oy} \hat{y} e^{j\varphi}) e^{-jkz} \quad (8.24)$$

Com hem vist en l'apartat anterior, obtenim l'equació d'una ona polaritzada el·lípticament. En el cas en que  $E_{ox} \neq E_{oy}$ , o  $E_{ox} = E_{oy}$  però la fase dels camps és una altra que 0 i  $\pi/2$ , el camp elèctric traçarà una el·lipse en el pla  $z$ . A continuació imaginem que els dos camps ortogonals en l'espai generats estan connectats en la mateixa font i, per tant, l'amplitud de les components és igual ( $E_{ox} = E_{oy} = E_o$ ) i la freqüència és la mateixa. Afegim també la condició que els dos camps estan desfasats  $\varphi = \pm\pi/2$ .

$$\begin{cases} \bar{E}_1(\vec{r}) = E_o e^{-jkz} e^{j0} \hat{x} \\ \bar{E}_2(\vec{r}) = E_o e^{-jkz} e^{j\pm\pi/2} \hat{y} \end{cases} \quad (8.25)$$

Si sumem els dos camps descrits tenint en compte les condicions proposades tenim que:

$$\bar{E}(\vec{r}) = \bar{E}_1(\vec{r}) + \bar{E}_2(\vec{r}) = (E_o \hat{x} e^{j0} + E_o \hat{y} e^{j\pm\pi/2}) e^{-jkz} \quad (8.26)$$

El resultat és l'equació de la polarització circular.

$$\bar{E}(\vec{r}) = E_o (\hat{x} \pm j \hat{y}) e^{-jkz} \quad (8.27)$$

Sabent que la magnitud del camp elèctric és  $\sqrt{2}E_o$ , si mirem més enllà i desenvolupem el vector en funció de l'espai i el temps:

$$\begin{aligned}\bar{E}(\bar{r}, t) &= \text{Re}[E_o(\hat{x} \pm j\hat{y})e^{j\omega t}e^{-jkz}] \\ &= E_o[\hat{x}\cos(\omega t - kz) \pm \hat{y}\sin(\omega t - kz)]\end{aligned}\quad (8.28)$$

La suma dels quadrats dels vectors  $\bar{E}_1$  i  $\bar{E}_2$  en funció de l'espai i el temps

$$\begin{aligned}\bar{E}^2(\bar{r}, t) &= \bar{E}_1^2(\bar{r}, t) + \bar{E}_2^2(\bar{r}, t) = E_o^2[\cos^2(\omega t - kz) + \sin^2(\omega t - kz)] \\ &= E_o^2\end{aligned}\quad (8.29)$$

ens apareix l'equació de la circumferència. A partir d'aquí, si ens centrem en la separació angular  $\alpha$  en l'espai respecte l'eix x

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{\bar{E}_2(\bar{r}, t)}{\bar{E}_1(\bar{r}, t)} = \tan^{-1} \left( \pm \frac{\sin(\omega t - kz)}{\cos(\omega t - kz)} \right) = \pm(\omega t - kz) \quad (8.30)$$

observem que el vector gira amb una velocitat angular constant igual a  $\alpha = \pm \omega t$  en direcció z amb velocitat  $v$  ( $\omega = kv$ ).